2
83

33. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat
Nationalpreisträger Prof. Dr. Dr. eh.M.v.Ardenne, Prof.Dr.H.Bernicke, Nationalpreisträger, Prof. Dr. M. Falter, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. Dr. sc. techn. G. Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. eh. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Prof. em. Dr. W. Heinze, Prof. em. Dr.-Ing. eh. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. eh. F. H. Lange, Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W.Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Dr. rer. oec. Dipl.-Ing. H. Schindler, Prof. Dr.-Ing. habil. P. Vielhauer, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt DV (DFVLR)
Forschungszentrum Braunschweig
Zentralbibliothek
33 Braunschweig, Flughafen

Inhalt

ISSN 0092-668X

Baumann, P.; Berkner, J.
Modelluntersuchungen an der integrierten Teilschaltungsanordnung IA 616 D 48

Kissjov, J.
Steuerung des Standardinterfaces (SIF ESER) mit einem Mikrorechner. Teil 1 52

Antonov, A.
Einsatz der höheren Echtzeitsprache PLZRTC zur Erstellung moderner Mikrorechner-Steuer-Software 55

Lochmann, D.
Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen 60

Möschwitzer, A.
Grundlagen der Mikroelektronik. Teil 7 65

Brennenstuhl, H.
UNOS — ein leistungsfähiges floppy-disk-orientiertes Betriebssystem für das Mikrorechnersystem U 880/K 1520 69

Witzschel, G.
Möglichkeiten eines digitalen Duplexbetriebes auf Teilnehmerleitungen 74

Diener, K.-H.
U-I-Relation des raumladungsbegrenzten Punch-Through-Stromes 77

Kantelberg, G.
Beschreibung und Optimierung der Rauscheigenschaften von Eingangsstufen 79

Vielhauer, P.
Entwurf von Bandfiltern auf der Grundlage des Prinzips der Erhaltung der Tiefpaß-Bandbreite 82

Medizintechnik auf der V. Wissenschaftlichen Tagung der Ingenieurhochschule Dresden 83

Kurzinformationen 84

Dissertationen 85

Buchbesprechungen 86

Modelluntersuchungen an der integrierten Teilschaltungsanordnung IA 616 D

P. Baumann, KDT, Frankfurt (Oder); J. Berkner, Dresden

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Deskriptoren: Mikroelektronik, Festkörperbauelemente, Bipolartransistor, Ersatzschaltung, Eigenschaft, Meßwert, nichtlineares Modell, Grenzfrequenz

1. Aufgabenstellung

Die integrierte Teilschaltungsanordnung IA 616 D ist ein Bestandteil integrierter Schaltungsanordnungen des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) (HFO-ISA-System).
Um Kundenwunschschaltkreise mit Netzwerkanalyseprogrammen durchrechnen zu können, ist es erforderlich, die integrierten Teilschaltungsanordnungen zu untersuchen. Dazu zählt insbesondere die Bestimmung der Elemente der verschiedenartigen integrierten Transistoren auf der Basis aussagekräftiger und handhabbarer elektrischer Ersatzmodelle.
In diesem Beitrag werden meßtechnisch ermittelte Werte der Modellparameter zum npn-Transistorarray IA 616 D mitgeteilt. Dabei handelt es sich sowohl um die Elemente eines statischen Transportmodells als auch eines HF-Modells für einen klein- bzw. großflächigen npn-Transistor dieses Arrays.

2. Statisches Transportmodell

Der Aufbau des integrierten npn-Transistors bedingt das Zusammenwirken des eigentlichen npn-Transistors mit einem parasitären pnp-Transistor (Bild 1).
Das Transportmodell nach Bild 2 bringt die gleichstrommäßige Verkopplung dieser beiden Teiltransistoren zum Ausdruck und wird durch lediglich 5 Parameter beschrieben: durch den Transfer-Sättigungsstrom $I_{S\,npn}$, durch die 3 (stromabhängigen) Stromverstärkungen B_N, B_I, B_P sowie durch das Stromverhältnis K [1] [2]. Mit den anliegenden äußeren Gleichspannungen sind die Transferströme für den Normal- bzw. Inversbetrieb I_N bzw. I_I über ein und denselben Sättigungsstrom $I_{S\,npn}$ miteinander verknüpft, während der Faktor K die Aufteilung der aus der Basis-Kollektor-Diode in das Emitter- bzw. in das Substratgebiet injizierten Ladungsträger angibt. Dabei bestehen die Zusammenhänge

$$I_N = I_{S\,npn}\left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{m_N \cdot U_T}\right) - 1\right], \tag{1}$$

$$I_I = I_{S\,npn}\left[\exp\left(\frac{U_{BC}}{m_I \cdot U_T}\right) - 1\right], \tag{2}$$

$$I_P = K \cdot I_{S\,npn}\left[\exp\left(\frac{U_{SC}}{m_S \cdot U_T}\right) - 1\right]. \tag{3}$$

U_T ist die Temperaturspannung und m der Anstiegsfaktor. Aus den obigen Gleichungen und den nachfolgenden Gleichungen für die Klemmenströme

$$I_E = I_I - I_N\left(1 + \frac{1}{B_N}\right), \qquad I_B = \frac{I_N}{B_N} + I_I\left(\frac{1}{B_I} + K\right) - I_P, \tag{4}$$

$$I_C = I_N - I_I\left(1 + \frac{1}{B_I}\right) - \frac{I_P}{B_P}, \qquad I_S = -K \cdot I_I + I_P\left(1 + \frac{1}{B_P}\right) \tag{5}$$

geht hervor, daß zur Bestimmung der Modellparameter zwei pn-Übergänge kurz zu schließen und die Ströme in Abhängigkeit von der jeweiligen Durchlaßspannung aufzunehmen sind.
So erhält man:

$$B_N = \frac{I_C}{I_B}, \qquad I_N = I_C \qquad \text{für } U_{BC} = U_{SC} = 0, \tag{6}$$

Bild 1
Aufbau und Ersatzschaltung eines integrierten npn-Transistors unter Berücksichtigung des parasitären pnp-Transistors

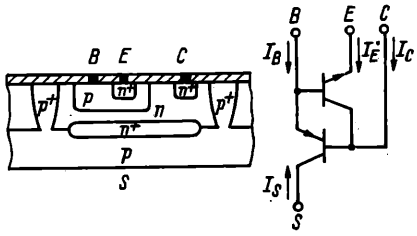
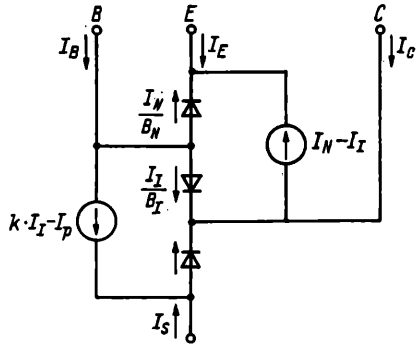


Bild 2
Statisches Transportmodell eines integrierten npn-Transistors



$$B_P = \frac{I_B}{I_C}, \qquad I_P = -I_B \qquad \text{für } U_{BC} = U_{BE} = 0. \tag{7}$$

$$B_I = \frac{I_E}{I_B + I_S}, \quad I_I = I_E;\ K = -\frac{I_S}{I_E} \quad \text{für } U_{BE} = U_{SC} = 0. \tag{8}$$

Die Bilder 3*a*) bis *c*) zeigen die gemessenen Transfer- und Eingangskennlinien der im Bauelement IA 616 D enthaltenen Transistoren. Mit den Ergebnissen wird zum einen bestätigt, daß die Transfer-Sättigungsströme für die normale und inverse Betriebsweise im Rahmen der Meßgenauigkeit gleich groß sind, und zum anderen geht aus den Messungen hervor, daß die Steigungsfaktoren m_N bzw. m_I der Gln. (1) bzw. (2) für den geradlinigen Kennlinienteil einen nahe bei 1 liegenden Wert haben [3]. Die Bilder 4 und 5 zeigen die errechnete Stromabhängigkeit der Stromverstärkungen B_N, B_I, B_P bzw. des Faktors K. Einige charakteristische Angaben zu den Parametern des statischen Transportmodells sind in der Tafel 1 zusammengestellt.

Tafel 1

	$I_{S\,npn}$ in A	B_N max	B_I max	B_P max	I_N in mA bei B_N max	I_I in mA bei B_I max	I_P in mA bei B_P max
kleiner npn-Transistor	$2{,}7 \cdot 10^{-16}$	123	0,8	0,084	2,4	1,4	1,1
großer npn-Transistor	$7{,}0 \cdot 10^{-15}$	158	4,4	$\gtrsim 0{,}051$	25	8,3	$\gtrsim 1{,}4$

3. Erweitertes nichtlineares Transistormodell

Erweitert man das im Bild 2 dargestellte Transportmodell um die Diffusionskapazitäten C_{dc}, C_{de}, C_{ds} sowie um die Sperrschichtkapazitäten C_{sc}, C_{se}, C_{ss}, dann erhält man ein nichtlineares Transportmodell, das auch das dynamische Verhalten beschreibt.

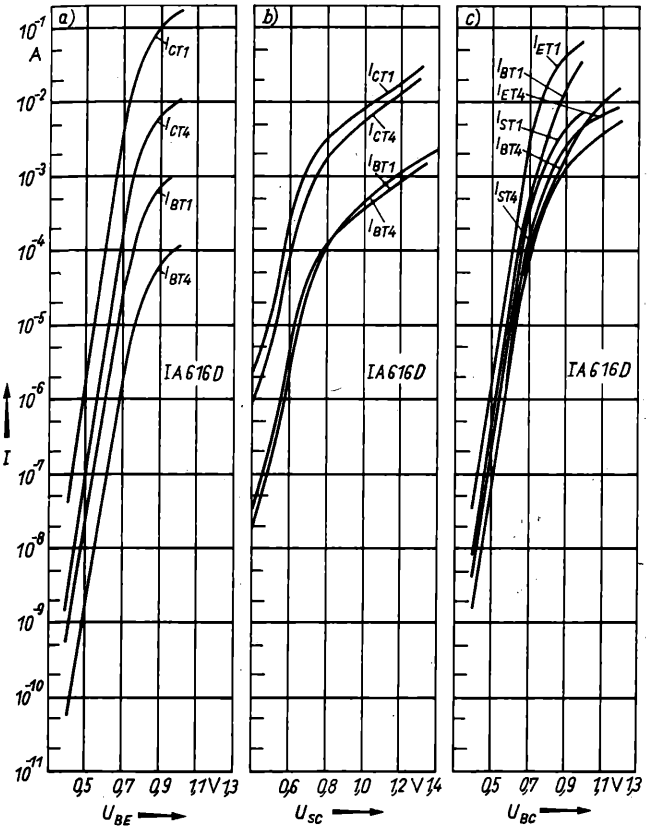


Bild 3. *a*) Gemessene Abhängigkeit des Kollektor- und Basisstroms von der Basis-Emitter-Spannung bei $U_{BE} = U_{SC} = 0$
b) Gemessene Abhängigkeit des Kollektor- und Basisstroms von der Substrat-Kollektor-Spannung bei $U_{BC} = U_{BE} = 0$
c) Gemessene Abhängigkeit des Emitter-, Basis- und Substratstroms von der Basis-Kollektor-Spannung bei $U_{BE} = U_{SC} = 0$
$T1$ großer npn-Transistor; $T4$ kleiner npn-Transistor

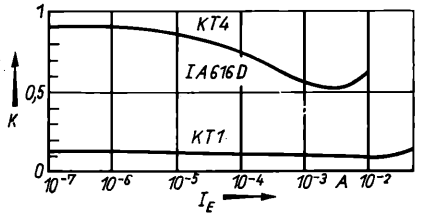


Bild 5
Abhängigkeit des Faktors K vom Emitterstrom $T1$ großer npn-Transistor; $T4$ kleiner npn-Transistor

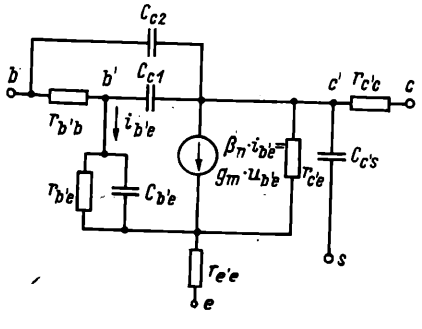


Bild 7
Kleinsignal-HF-Ersatzschaltbild des integrierten npn-Transistors

Die Kapazitäten können wie folgt berechnet werden:

$$C_{de} = \frac{\tau_N}{U_T}(I_N + I_{S\,npn}), \qquad C_{se} = C_{se\,0}\left(\frac{-U_{BE}}{U_{DE}} + 1\right)^{-1/n_e}, \tag{9}$$

$$C_{dc} = \frac{\tau_I}{U_T}(I_I + I_{S\,npn}), \qquad C_{sc} = C_{sc\,0}\left(\frac{-U_{BC}}{U_{DC}} + 1\right)^{-1/n_c}, \tag{10}$$

$$C_{ds} = \frac{\tau_P}{U_T}(I_P + K \cdot I_{S\,npn}), \quad C_{ss} = C_{ss\,0}\left(\frac{-U_{SC}}{U_{DS}} + 1\right)^{-1/n_s}. \tag{11}$$

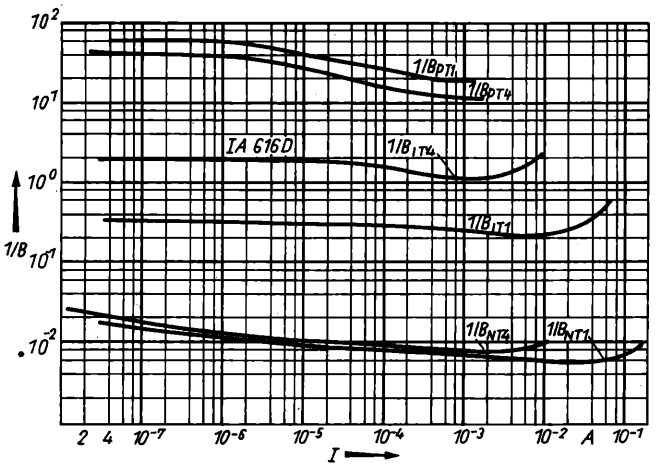


Bild 4. Stromabhängigkeit der reziproken Stromverstärkung
$T1$ großer npn-Transistor; $T4$ kleiner npn-Transistor

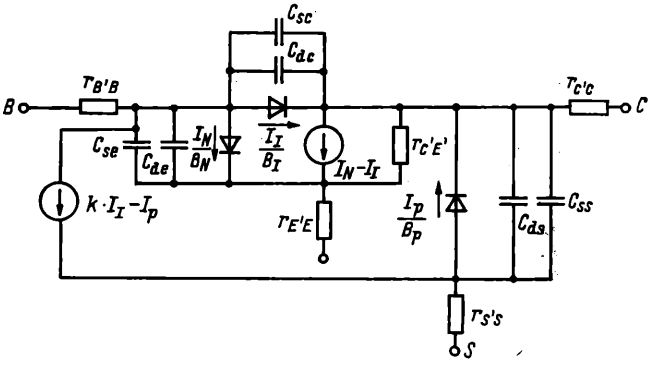


Bild 6. Erweitertes nichtlineares Transportmodell eines integrierten npn-Transistors

Dabei sind τ_N, τ_I, τ_P Ladungszeitkonstanten für den Normal-, bzw. Invers- bzw. Parasitärbetrieb und U_{DE}, U_{DC}, U_{DS} die Diffusionsspannungen des jeweiligen Übergangs.
Bei dem im Bild 6 dargestellten Transportmodell wurden weiterhin die Bahnwiderstände $r_{B'B}$, $r_{C'C}$, $r_{E'E}$ und $r_{S'S}$ sowie ein den Early-Effekt modellierender Ausgangswiderstand $r_{C'E'}$ als statische Modellparameter berücksichtigt. Für die Gln. (9) und (10) sind dann die Spannungen $U_{B'E'}$, $U_{B'C'}$, $U_{S'C'}$ anzusetzen. Für den als Verstärker betriebenen Transistor können die parasitären und inversen Stromquellen vernachlässigt werden. Die Beschreibung der verbleibenden, in Normalrichtung arbeitenden Stromquelle erfolgt über die komplexe Kleinsignal-Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung β_n. Weiterhin ist der Übergang von den statischen zu den dynamischen Bahnwiderständen zu vollziehen. Bei der Kleinsignal-Nachbildung der Diodenwirkungen können die Diffusionswiderstände des zu sperrenden Basis-Kollektor- und Kollektor-Substrat-Überganges in erster Näherung entfallen. Die entsprechenden Diffusionskapazitäten kommen weniger auf Grund der in den Gln. (10) bzw. (11) angegebenen Beziehungen als vielmehr auf Grund des Early-Effekts zustande.
Bild 7 zeigt eine Variante der HF-Ersatzschaltung, bei der eine Aufteilung der Kollektorsperrschichtkapazität in die beiden Anteile C_{c1} und C_{c2} vorgenommen wurde. Die HF-Ersatzelemente lassen sich über eine Auswertung von NF-Werten und Grenzfrequenzen der maximalen stabilen Leistungsverstärkung V_{ps} nach dem in [2] beschriebenen Verfahren bestimmen. Als Beispiel zeigt Bild 8 die gemessene Frequenzabhängigkeit dieser Leistungsverstärkung in den 3 Grundschaltungen bei unterschiedlicher Substratbeschaltung für den kleinflächigen npn-Transistor der integrierten Teilschaltungsanordnung IA 616 D.
Die Auswertung der NF-Werte liefert zunächst:

$$\beta_0 = h_{21e\,0} = V_{pscc\,0} - 1, \qquad g_m = \frac{I_C}{U_T}, \qquad r_{b'e} = \frac{\beta_0}{g_m}, \tag{12}$$

$$\mu = \frac{U_T}{I_C} \cdot \frac{y_{21e\,0}}{V_{psbb\,0}}, \qquad r_{c'e} = \frac{1}{\mu \cdot g_m}. \tag{13}$$

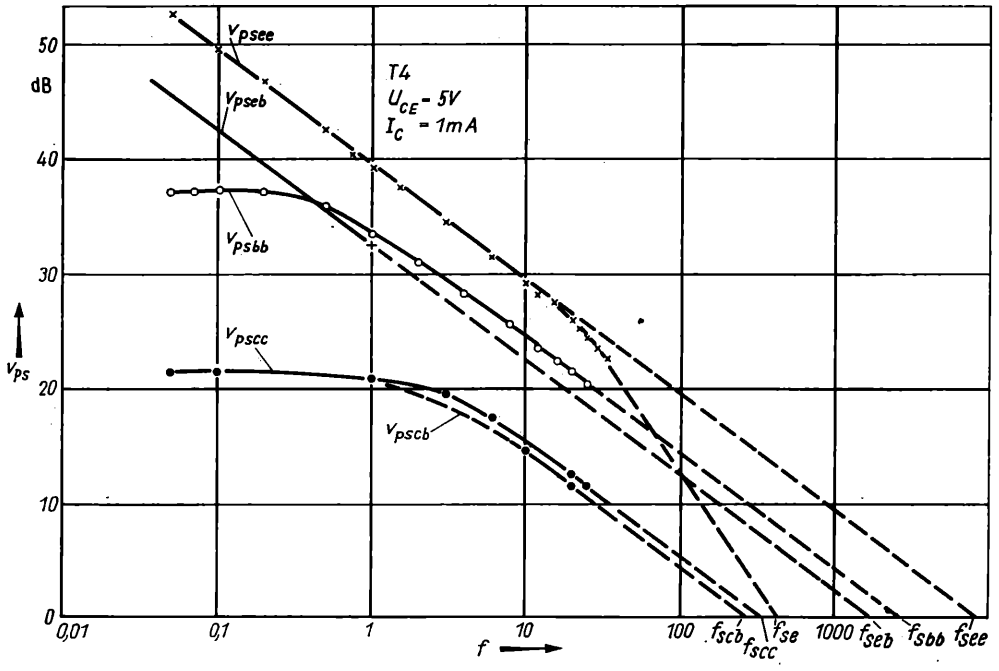


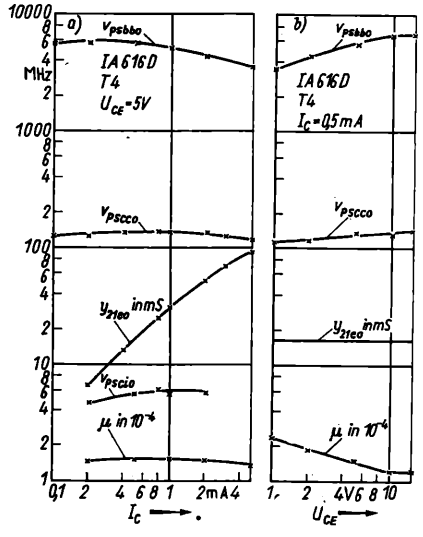
Bild 8. Gemessene Frequenzabhängigkeit der maximalen stabilen Leistungsverstärkung
T 1 großer npn-Transistor;
T 4 kleiner npn-Transistor

Bild 9. *T* 4 kleiner npn-Transistor
a) gemessene Stromabhängigkeit von NF-Kenngrößen sowie des Early-Faktors μ
b) gemessene Spannungsabhängigkeit von NF-Kenngrößen sowie des Early-Faktors μ

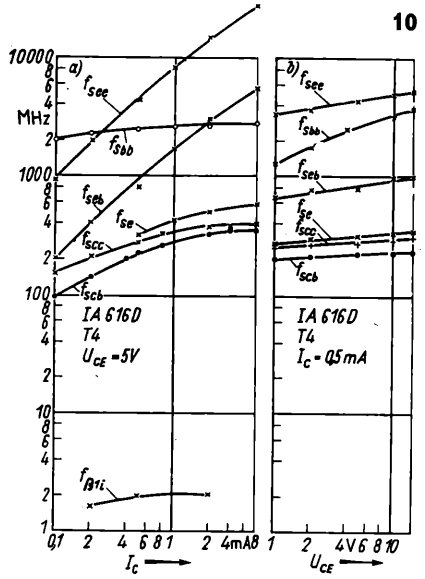
Bild 10. *T* 4 kleiner npn-Transistor
a) gemessene Stromabhängigkeit von Grenzfrequenzen
b) gemessene Spannungsabhängigkeit von Grenzfrequenzen

Bild 11. *T* 1 großer npn-Transistor
a) gemessene Stromabhängigkeit von NF-Kenngrößen sowie des Early-Faktors μ
b) gemessene Spannungsabhängigkeit von NF-Kenngrößen sowie des Early-Faktors μ

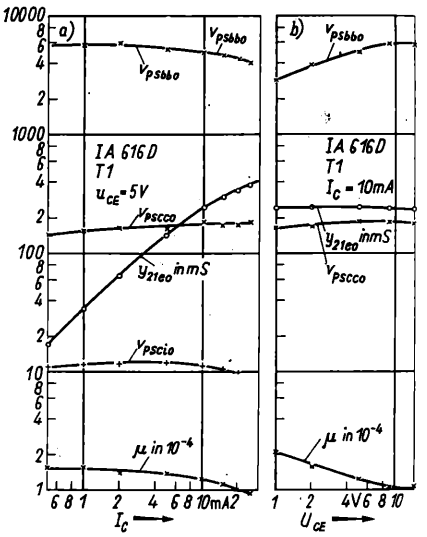
9

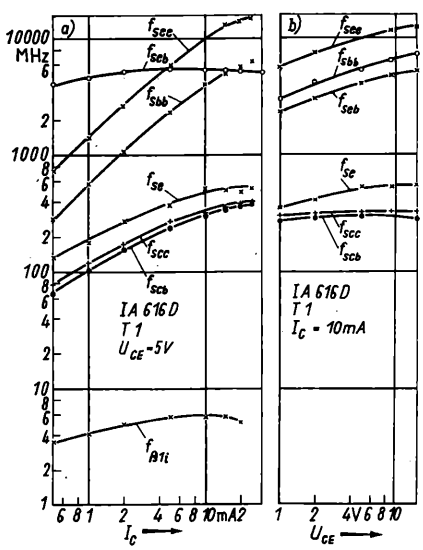


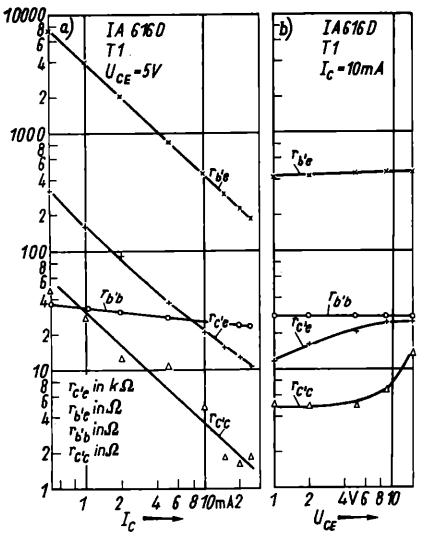
10



11







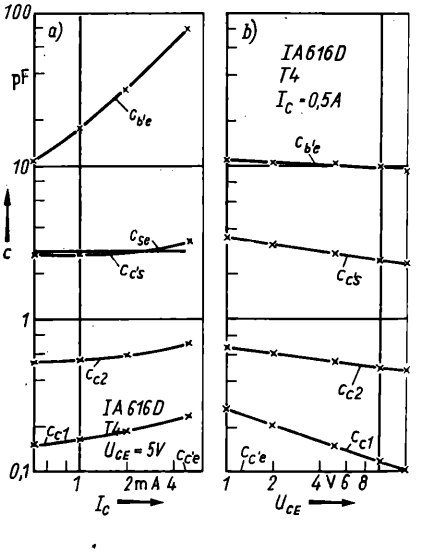


Bild 12. *T* 1 großer npn-Transistor
a) gemessene Stromabhängigkeit von Grenzfrequenzen
b) gemessene Spannungsabhängigkeit von Grenzfrequenzen

Bild 14. *T* 4 kleiner npn-Transistor
a) Stromabhängigkeit von HF-Ersatzelementen
b) Spannungsabhängigkeit von HF-Ersatzelementen

Bild 15. *T* 1 großer npn-Transistor
a) Stromabhängigkeit von HF-Ersatzelementen
b) Spannungsabhängigkeit von HF-Ersatzelementen

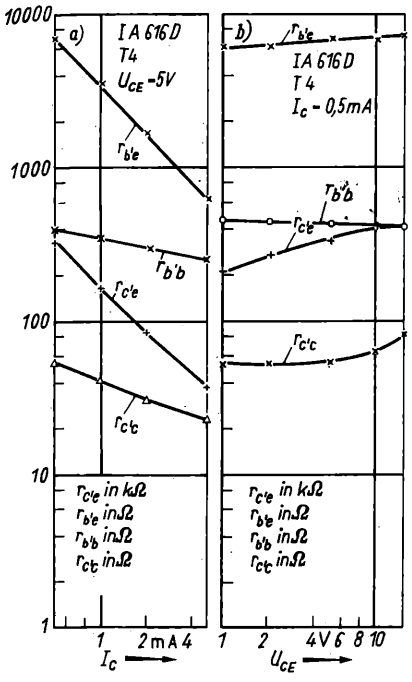


Bild 13
T 4 kleiner npn-Transistor
a) Stromabhängigkeit von HF-Ersatzelementen
b) Spannungsabhängigkeit von HF-Ersatzelementen

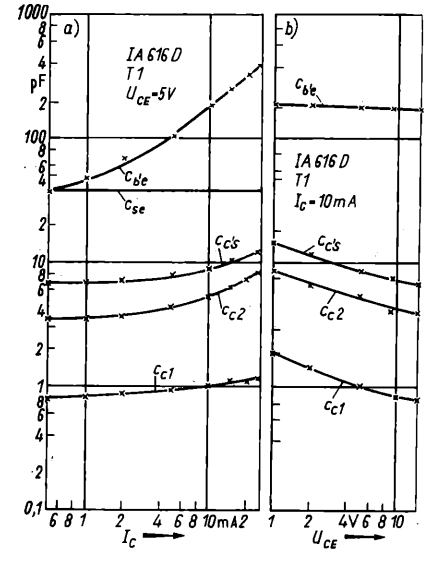


Bild 16
T 1 großer npn-Transistor
a) Stromabhängigkeit von HF-Ersatzelementen
b) Spannungsabhängigkeit von HF-Ersatzelementen

Tafel 2

	β_0 max	β_{0i} max	I_C in mA bei β_0 max	I_C in mA bei β_{0i} max	τ_N in ns	τ_I in ns	C_{se} in pF
kleiner npn-Transistor	137	5	0,9	0,8	0,38	70	2,75
großer npn-Transistor	≳ 181	11	≳ 25	5	0,35	26	38,24

Bei niedrigen Kollektorgleichströmen, für die die Ungleichung $r_{b'b}/r_{b'e} \ll 1$ erfüllt ist, erhält man:

$$C_{c1} + C_{c2} = \frac{g_m}{\omega_{See}}, \qquad C_{c's} = g_m\left(\frac{1}{\omega_{Seb}} - \frac{1}{\omega_{See}}\right), \tag{14}$$

$$r_{c'c} = \frac{1}{C_{c's}}\left(\frac{1}{\omega_{Scb}} - \frac{1}{\omega_{Scc}}\right),$$

$$\omega_{\beta 1} = 2\pi f_{\beta 1} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{Scc}} - r_{c'c}(C_{c1} + C_{c2})}, \tag{15}$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{\omega_{\beta 1}} = C_{se} + C_{de} = C_{se} + g_m \cdot \tau_N. \tag{16}$$

Weiterhin ist

$$\frac{C_{c2}}{C_{c1}} = \frac{\omega_{sbb} \cdot \omega_{\beta 1}}{(\omega_{se})^2} \tag{17}$$

und somit schließlich

$$r_{b'b} = \frac{1}{\omega_{sbb} \cdot C_{c1}}, \qquad r_{e'e} = \frac{1}{Y_{21e0}} - \frac{U_T}{I_C} - \frac{r_{b'b}}{V_{psc0}}. \tag{18}$$

Die Bilder 9 bis 12 zeigen die Arbeitspunktabhängigkeit der meßtechnisch ermittelten NF-Werte und Grenzfrequenzen des kleinen bzw. großen npn-Transistors. Die Zwischenergebnisse zur ermittelten Strom- und Spannungsabhängigkeit des Early-Faktors sind in den Bildern 9 bis 11 enthalten. Die Auswertung der Stromabhängigkeit der $f_{\beta 1}$-Grenzfrequenz ermöglicht die Bestimmung der Ladungszeitkonstanten τ_N sowie der Emittersperrschichtkapazität C_{se} und damit die Aufteilung von $C_{b'e}$ in C_{de} und C_{se}. In Tafel 2 sind einige HF-Kennwerte zusammengestellt.

Die Bilder 13 bis 16 zeigen die über die V_{ps}-Auswertungen mit den Gln. (12) bis (18) ermittelte Arbeitspunktabhängigkeit der HF-Ersatzelemente.

Die zur Bestimmung von τ_I, der Ladungszeitkonstante für den Inversbetrieb herangezogene Grenzfrequenz $f_{\beta 1i}$ wurde dabei wie folgt aus den Meßwerten berechnet:

$$f_{\beta 1i} = (V_{psc0i} - 1) f \left(\frac{|V_{psci}|^2 - 1}{(V_{psc0i})^2 - |V_{psci}|^2}\right)^2. \tag{19}$$

Eingegangen am 1. Februar 1982 NaA 8841

Literatur

[1] *Schmalwasser, W.; Möller, W.:* Untersuchungen zum Transportmodell integrierter Transistoren. Nachrichtentech., Elektron., 28 (1978) 7, S. 291 – 295
[2] *Baumann, P.:* Halbleiter-Praxis. Reihe Informationselektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1978
[3] *Berkner, J.:* Messungen zum Transportmodell integrierter npn-Transistoren. Praktikumsbeleg. IH Dresden 1982

Dr.-Ing. *Peter Baumann*, Dipl.-Ing. *Jörg Berkner*, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Steuerung des Standardinterfaces (SIF ESER) mit einem Mikrorechner. Teil 1

J. Kissjov, Karl-Marx-Stadt

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: ESER-Eingabe/Ausgabe-Kanal, Kopplung, Mikrorechner, Peripherie, Rechnernetz, Kommunikationsrechner

Der hier beschriebene Kanal-Interface-Modul (KIM) ist zur Kopplung peripherer Geräte an den Eingabe/Ausgabe-Kanal von ESER-EDVA vorgesehen. Er steuert die Informationsübertragung zwischen dem Eingabe/Ausgabe-Kanal und der gerätespezifischen Logik der EDVA-Peripherie. Der KIM ist ein Bestandteil von Gerätesteuereinheiten (GSE); er arbeitet grundsätzlich in Bytebetrieb und realisiert auswärts vom Eingabe/Ausgabe-Kanal SIF ESER — geräteseitig (Bild 1) und die Standard-Mikroprozessorschnittstelle (Z 80) zur EDVA-Peripherie.

1. Realisierbarkeit der Interfaceschaltfolgen auf Mikroprozessorbasis

Das KIM muß eine Menge von Schaltfolgen realisieren, die für die Ausführung einer Eingabe/Ausgabe-Operation notwendig sind. Die wichtigsten Schaltfolgen, die von jeder GSE realisiert werden, sind:

— Anfangsauswahlfolge
— Datenübertragungsfolge (oder kurz Datenfolge) zur Übertragung von einem Datenbyte
— Statusfolge zum Übertragen vom Endstatusbyte
— Besetztfolge zum Übertragen vom Statusbyte mit dem Bit Besetzt.

Grundsätzlich beginnt der Eingabe/Ausgabe-Kanal eine Anfangsauswahlfolge oder eine Zuschaltfolge (Datenfolge oder Statusfolge) auszuführen, wobei je nach aufgetretener Situation verschiedene Signalfolgen ausgeführt werden. Jede GSE erkennt eine bestimmte Untermenge von allen möglichen Signalfolgen, die ihre weitere Arbeitsweise bestimmt. Die Signalfolgen, die von einer GSE realisiert bzw. erkannt werden können, sind:

— Fortfahren (FORT)
— Stopaufforderung (STAU)
— Statuseinkellern (EK)
— Kommandokette (KK)
— Unterdrücken von Status oder Daten
— Interfacetrennen (IFCTR)
— Systemrücksetzen (SYR)
— selektives Rücksetzen (SER) [1] [2].

Auf den ersten Blick ist die geräteseitige Realisierung vom SIF ESER auf der Basis der Standard-Mikroprozessorperipherie problemlos. Hier könnte z. B. der PIO (Parallel Input/Output)-Schaltkreis in CONTROL MODE angewendet werden [3], wobei der Zustand jeder Interface-Merk- und -Steuerleitung in Auswärtsrichtung (vom Kanal gesehen) durch Eingabeoperationen gelesen wird und die Aktivierung/Deaktivierung der Leitungen in Richtung einwärts durch Ausgabeoperationen ausgeführt wird. Wenn die schnellen Eingabe/Ausgabe-Befehle der Z 80 CPU IN A, (n) und OUT (n), A [4] angewendet werden, die in elf Taktperioden ausgeführt werden, sind etwa 20 µs notwendig, um den Zustand einer Leitung zu testen und als Antwort eine andere Leitung zu aktivieren/deaktivieren. Normalerweise ist aber dieser Handshakebetrieb auch mit der Ausführung einer logischen Operation verbunden, für die die meiste Zeit gebraucht wird. Es wird z. B. eine Geräteadresse gelesen und mit der eigenen KIM-Adresse verglichen (am Anfang einer Anfangsauswahlfolge); erst dann werden durch einige Ausgabeoperationen die entsprechenden Leitungen in Richtung SIF ESER sowie auch interne (für das KIM) Leitungen aktiviert/deaktiviert. In diesem Fall wird das KIM nicht weniger als einige 10 oder 100 µs benötigen, um die Änderung einer Merk-/Steuerleitung festzustellen und entsprechend zu antworten.

Tafel 1. Kurze Benennung der Interfaceschaltfolgen

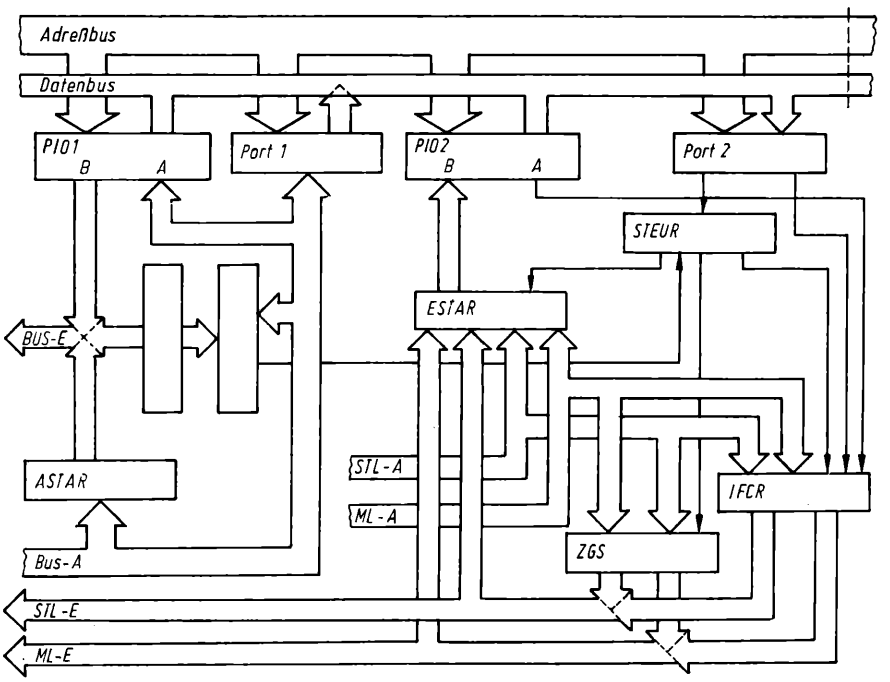
Name der Leitung	Kurze Benennung Deutsch	Englisch	Russisch	Leitungstyp
Bus-Auswärts	Bus-A	Bus-OUT	ШИН-К	Informations-
Bus-Einwärts	Bus-E	Bus-IN	ШИН-А	leitungen
Funktion-A	FKT-A	OPL-OUT	РАБ-К	vom Kanal zur GSE
Auswahl-A	ASW-A	SEL-OUT	ВБР-К	gehende Steuer-
Adresse-A	ADR-A	ADR-OUT	АДР-К	und Markierungs-
Kommando-A	KMD-A	CMD-OUT	УПР-К	leitungen
Bedienung-A	BED-A	SRV-OUT	ИНФ-К	
Unterdrücken-A	UDR-A	SUP-OUT	БЛК-К	
Gültigkeit-A	GKT-A	HLD-OUT	РВБ-К	
Funktion-E	FKT-E	OPL-IN	РАБ-А	von der GSE zum
Auswahl-E	ASW-E	SEL-IN	ВБР-А	Kanal gehende
Adresse-E	ADR-E	ADR-IN	АДР-А	Steuer- und Markie-
Status-E	STA-E	STA-IN	УПР-А	rungsleitungen
Bedienung-E	BED-E	SRV-IN	ИНФ-А	
Gesuch-E	GES-E	REO-In	ТРБ-А	
	MES-A	MTR-OUT	ИЗМ-К	Meßsteuerleitungen
	MES-E	MTR-IN	ИЗМ-А	
	CLC-A	CLC-OUT	СМС-К	

Die Interfaceschaltfolgen müssen aber so schnell wie möglich geräteseitig ausgeführt werden, um eine effektive Arbeit des Eingabe/Ausgabe-Kanals mit mehreren Eingabe/Ausgabe-Geräten zu ermöglichen. Außerdem bestehen in manchen Spezialfällen solche zeitlichen Bedingungen, die auf keinen Fall programmtechnisch eingehalten werden können. Jede GSE muß z. B. in den Grenzen von einigen 100 ns ihre Adresse mit der vom Kanal ausgegebenen Adresse vergleichen können und entsprechend die Ausbreitung des Signals ASW-A (Tafel 1) zu den anderen GSE sperren oder ermöglichen. Die Zeitkontrolle im Eingabe/Ausgabe-Kanal, die den Ablauf verschiedener Schaltfolgen überwacht, definiert oft ziemlich große zulässige Maximalzeiten (bei EC 1040 z. B. wird die Zeitkontrolle nach Überschreiten von 10 ms für die Anfangsauswahlfolge aktiviert) [5]. Trotzdem darf diese Tatsache geräteseitig nicht ausgenutzt werden, da die langsame Ausführung der Schaltfolgen die Qualität der Arbeitsweise des ganzen Eingabe/Ausgabe-Systems negativ beeinflussen kann. Aus diesem Grund ist ersichtlich, daß eine Steuerung des Standardinterfaces nur auf der Basis der Mikroprozessorperipherie nicht möglich ist. Die Einführung von zusätzlicher Hardware macht sich erforderlich. Das betrifft an erster Stelle den Adreßvergleich (während einer Anfangsauswahlfolge) sowie die Steuerung der weiteren Ausbreitung des Signals ASW-A. Außerdem ist es günstig, den ganzen Ablauf der Schaltfolgen hardwaremäßig zu realisieren, um möglichst minimale Ausführungszeiten zu erreichen. Eine geeignete Hardware-/Software-Schnittstelle kann über die Mikroprozessorperipherie definiert werden, die für die Vorprogrammierung der Hardware angewendet werden kann. Die Hauptforderung an diese Schnitt-

Tafel 2. Kanalkommandos

Deutsche Bezeichnung	Kanalkommandos Internationale Bezeichnung	Code Hexadezimal
Schreiben	write	X'01'
Lesen	read	X'02'
Steuern keine Wirkung	No Operation	X'03'
(STKW)	(NOP)	
Abtasten	sense	X'04'
Steuern	control	X'05'
Schreiben-Unterbrechung	write break	X'09'
Schreiben Start 0	write start 0	X'31'
Lesen Start 0	read start 0	X'32'
Schreiben Start 1	write start 1	X'51'
Lesen Start 1	read start 1	X'52'
Wiederbeginn-Reset	restart reset	X'53'
Prüfen Eingabe/Ausgabe	test' input/output	X'00'
(PEA)	(TIO)	

Bild 2. Logische Registerstruktur des realisierten KIM ▶



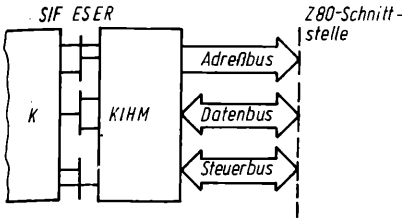


Bild 1. Koppelstelle
K Eingabe/Ausgabe-Kanal

stelle ist, bei minimalem technischem Aufwand die maximal möglichen Datentransferraten zu erreichen, die vorwiegend vom Mikroprozessor bestimmt werden.

2. Logische Registerstruktur eines KIM

Die hardwaremäßige Ausführung der Interfaceschaltfolgen kann nur durch geeignete Hardware realisiert werden, die vom KIM-Mikrorechner programmiert werden kann. Hier wird die allgemeine Register-/Schaltungsstruktur von einem realisierten KIM beschrieben, das über eine Subkanaladresse des Multiplexkanals der ESER-EDVA gekoppelt wird (Bild 2):

— Adreßhalter (ADRH), der als Festwertspeicher realisiert wird und die Adresse des KIM umfaßt
— Anfangsstatusregister (ASTAR), das den Anfangsstatusbyte bei Direktoperationen, Kommandokette, Kommandofehler und während einer kurzen Besetztfolge liefert
— Vergleicher, der die vom Eingabe/Ausgabe-Kanal ausgegebene Adresse mit der KIM-eigenen Adresse (im ADRH) vergleicht
— erweitertes Statusregister (ESTAR); sein Zustand zeigt, wie die entsprechende Schaltfolge abgeschlossen worden ist (z. B. STAU, EK, KK)
— Steuerregister (STEUR); speichert alle wichtigen Zustände, die während der KIM-Arbeit auftreten (z. B. BESETZT, FREI, AUSGEWÄHLT usw.)
— Interfaceregister (IFCR); bestimmt den Zustand der Markierungs- (ML) und Steuerleitungen (STL) in Eingaberichtung
— Zeitgeberschaltung (ZGS); gewährleistet das notwendige Zeitverhalten an der Schnittstelle, indem die Markierungs-, Steuer- und Busleitungen in Eingaberichtung (vom Kanal gesehen) freigegeben oder gesperrt werden.

Die Mikrorechnerperipherie ermöglicht die Kommunikation zwischen dem KIM-Steuerprogramm und der Hardware. Das wird in Richtung von der Hardware zur Software durch Unterbrechungen und Abfrage von bestimmten Flipflops und in Richtung von der Software zur Hardware über Ausgabeoperationen realisiert. Es werden folgende periphere Bausteine angewendet:

— Zwei Z80-PIO: Port B von PIO1 (PIO1B) wird an BUS-E gekoppelt und überträgt die Status- und Datenbytes. PIO1A wird an BUS-A gekoppelt und überträgt ausschließlich die Datenbytes. Durch PIO2B wird das ESTAR gelesen.
— Zwei Ports I 8212: Im Port 1 wird der über eine Anfangsauswahlfolge übertragene Kanalkommandocode gespeichert. Port 2 programmiert verschiedene Flipflops in der Schaltung.

Mehr Einzelheiten über die technische Realisierung des KIM sind in [6] vorhanden.

3. Decodierung der Kanalkommandos

Eine echte hardwaremäßige Decodierung ist nur für die Direktoperationen (z. B. NOP) notwendig, die am Ende einer Anfangsauswahlfolge abgeschlossen werden. Alle anderen Kanalkommandos werden programmtechnisch unterschieden und entsprechend ausgeführt. Während jeder Anfangsauswahlfolge wird der Kommandocode um eine Position nach links verschoben und im Port 1 gespeichert, dadurch wird eine Unterbrechung angemeldet.
Das KIM-Steuerprogramm wird durch die vom Port 1 ausgegebene Unterbrechungsanforderung unterbrochen, indem der Inhalt vom Port 1 als Unterbrechungsvektor gelesen wird (Mode 2). Die Adresse der Unterbrechungstafel (Bild 3) wird von dem Unterbrechungsregister I geliefert, das während der Initialisierung des KIM-Steuerprogramms geladen wird.
Jedes Kanalkommando wird hier in nur 19 Taktperioden 7,6 µs (bei 2,5 MHz Taktfrequenz) decodiert. Es ist dabei sehr leicht, einen vorhandenen Kanalkommandosatz zu erweitern (durch neue Kanalkommandos) oder einen neuen Kanalkommandosatz zu entwickeln, ohne viele Änderungen in der Hardware vorzunehmen. In jedem konkreten Fall wird ein anwendungsspezifischer Kanalkommandosatz benötigt, was die Erstellung verschiedener Steuerprogramme notwendig macht. Tafel 2 zeigt die Kanalkommandos, die vom realisierten KIM unterstützt werden. Der ausgewählte Kanalkommandosatz ist für die Ziele der Datenfernverarbeitung geeignet, da im konkreten Fall das KIM Bestandteil von einem Kommunikationsrechner ist, der am Multiplexkanal vom Wirtsrechner (ESER-EDVA) gekoppelt wird.
Die konkrete Codierung der Unterbrechungstafel für den realisierten Einsatzfall wird in Tafel 3 angegeben. Hier füllt die

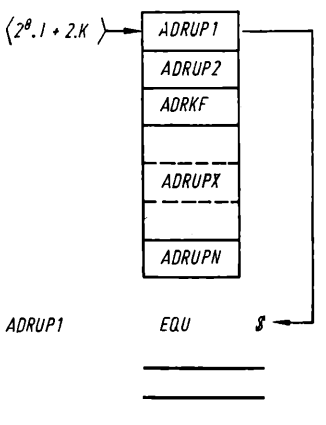


Bild 3. Decodierung der Kanalkommandos
ADRUPX Unterprogrammadresse für das entsprechende Kanalkommando
ADRKF Unterprogrammadresse beim unbekannten Kanalkommandocode,
$X \in \{1, 1, 3, \ldots, N\}$,
K Kanalkommandocode

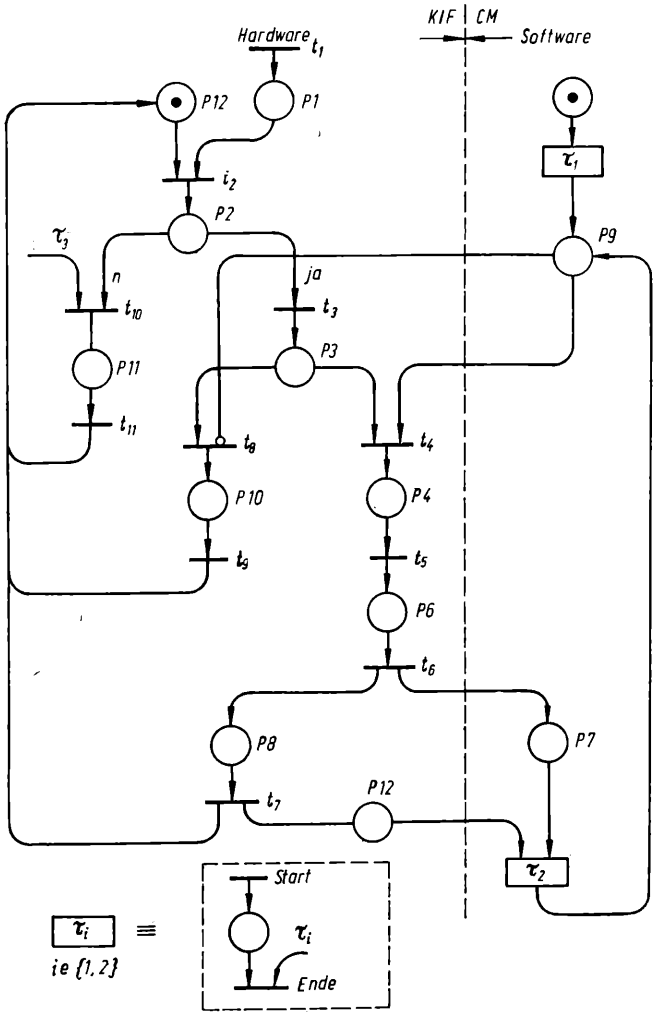


Bild 4. Anfangsauswahl- und Besetztfolge: ein Beispiel für die Hardware-Software-Kommunikation
τ_i notwendige Zeit zur Ausführung der Makrotransition

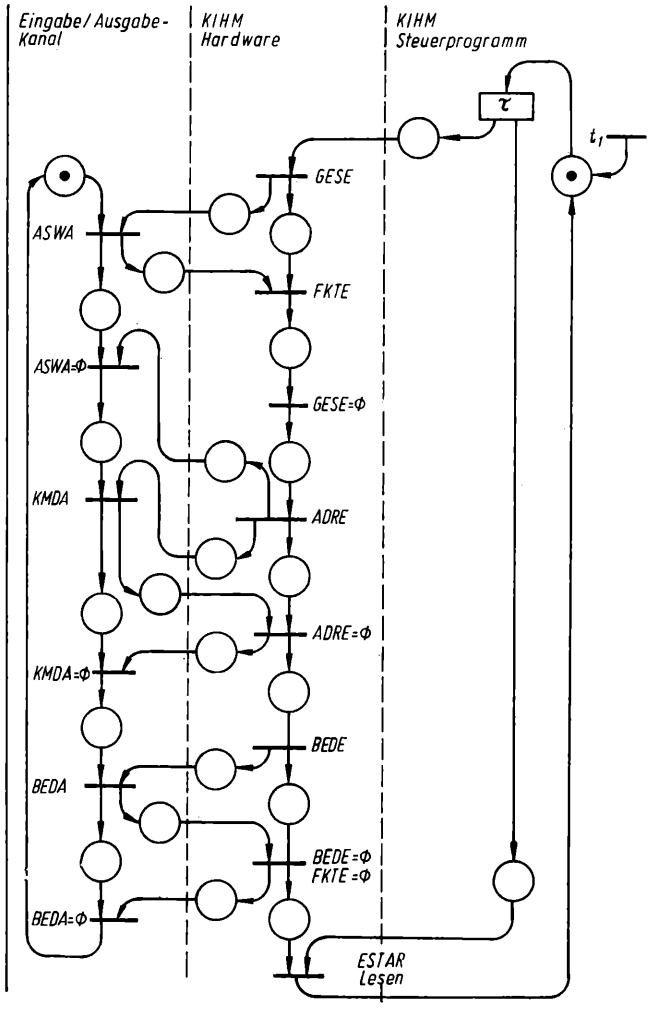


Bild 5. Verlauf einer Datenfolge

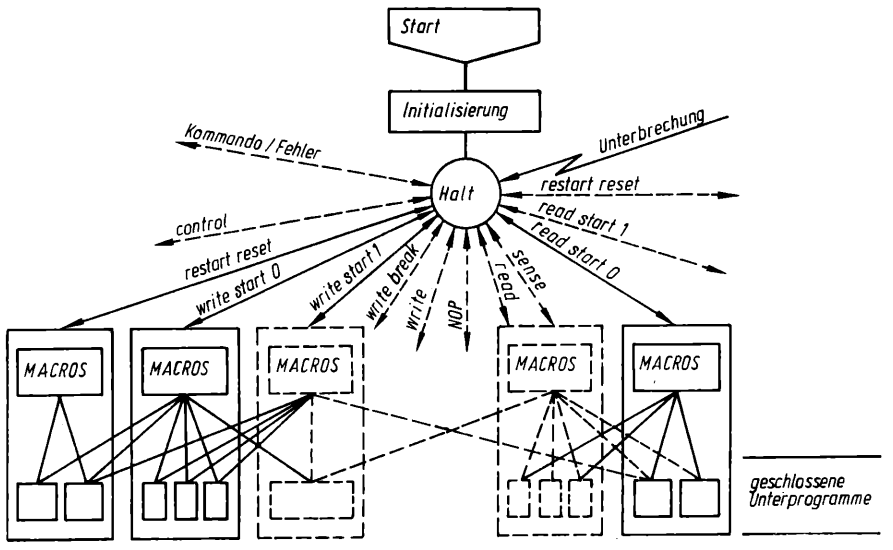
Makroanweisung KFM alle in der Tafel unzulässigen Positionen mit der Startadresse zur Fehlerbehandlung.

4. Prinzipielle Ausführung der Interfaceschaltfolgen

Die Hardware-Software-Kommunikation läßt sich am besten an Hand eines markierten Petri-Netzes beschreiben [7] [8]. Die prinzipielle Ausführung einer Anfangsauswahlfolge wird von dem Petri-Netz im Bild 4 illustriert. Nach dem Einschalten vom KIM oder nach einer Schaltfolge Rücksetzen vom Kanal geht das KIM in seinen Anfangszustand über (markiert im Bild). In diesem Zustand beginnt das KIM-Steuerprogramm die Mikrorechnerperipherie zu programmieren, was eine gewisse Zeit dauert (Makrotransition τ_i). Nachdem die Mikrorechnerperipherie programmiert ist, wird das KIM vom Operator (durch die Bereitschaftstaste) bereitgestellt, wobei es ein Statusbyte mit gesetztem Bit Gerätende (GE) zum Kanal überträgt (P9 markiert). Wenn jetzt eine Anfangsauswahlfolge vom Kanal eingeleitet wird ($t1$), wird die vom Kanal ausgegebene Adresse mit der KIM-eigenen Adresse verglichen ($t2$). Wenn das Ergebnis des Vergleichs negativ ist (P2-nein), wird nach einer gewissen Verzögerungszeit τ_3 (etwa 200 ns) das Signal ASW-A weitergeleitet ($t10$). Dementsprechend können die nach dem KIM geschalteten GSE ihre eigenen Adressen mit der ausgegebenen Adresse vergleichen. In dem Moment, in dem ASW-A = 0 wird ($t11$), geht die KIM-Hardware wieder in den Ausgangszustand über. Wenn der Adreßvergleich positiv ist (P2 ja), wird die Anfangsauswahlfolge weiter fortgesetzt. Der Konflikt P3 wird für $t4$ entschieden (P9 markiert). Mit der Ausführung von $t4$ wird FKT-E aktiv, und nach der Deaktivierung von ADR-A wird der ADRH (Bild 2) zum BUS-E vermittelt, und ADR-E wird aktiv. Als Antwort von ADR-E gibt der Kanal ein Kanalkommandobyte aus, wobei KMD-A aktiv wird ($t5$). In diesem Moment wird der Kanalkommandocode im Port 1 (Bild 2) gespeichert. Nach der Deaktivierung von ADR-E wird KMD-A auch deaktiviert, wobei eine Unterbrechung vom Port 1 gemeldet wird ($t6$) (Bild 2). Das KIM antwortet mit einem Anfangsstatusbyte, das entweder vom ASTAR oder von PIO 1B gelesen wird (nach der Übertragung von einem Endstatusbyte GE gibt das Steuerprogramm immer ein Nullstatusbyte in PIO 1B aus, wobei das entsprechende Merk-FF für das Signal STA-E gesetzt wird). Nach einer Quittung des Anfangsstatusbytes vom Kanal ($t7$) geht die KIM-Hardware in den Anfangszustand über. Das Steuerprogramm führt die anliegende Unterbrechung aus, wobei das entsprechende Kanalkommando decodiert wird, liest das ESTAR und setzt die Ausführung des Kanalkommandos fort (τ_2). Wenn während der Ausführung des Kanalkommandos eine neue Anfangsauswahlfolge vom Kanal eingeleitet wird, geht sie in eine kurze Besetztfolge ($t8$) über. Nachdem das übertragene Statusbyte quittiert ist, geht die KIM-Hardware in den Anfangszustand über ($t9$).

Bild 5 zeigt die parallele Ausführung einer Datenfolge und des Steuerprogramms. Nachdem der KIM über eine Anfangsauswahlfolge ein Kanalkommando WRITE oder READ bekommen hat, wird die erste Datenfolge vorbereitet, und ein Gesuch (GES-E) wird gestellt. Der Kanal leitet eine Zuschaltfolge ein, die vollkommen hardwaremäßig und unabhängig vom Steuerprogramm ausgeführt wird. Als Ergebnis dieser Zuschaltfolge wird eine Bedingung im ESTAR gesetzt und vom Steuerprogramm durch Abfrage des ESTAR gelesen. Je nachdem, was für ein Kanalkommando ausgeführt wird, wird entsprechend ein Datenbyte vom Steuerprogramm gelesen oder geschrieben, wobei ein neues Gesuch gestellt wird (Makrotransition τ).

Bild 6. Steuerprogrammstruktur KIM



Tafel 3. Unterbrechungstabelle

ORG	0700H	
DEFW	TIO	; test I/0
DEFW	write	
DEFW	read	
DEFW	NOP	
DEFW	sense	
DEFW	contr	; control
KFM	3	
DEFW	wbreak	; write break
KFM	14H	
KFM	13H	
DEFW	wst 0	; write start 0
DEFW	rst 0	; read start 0
KFM	10H	
KFM	0EH	
DEFW	wst 1	; write start 1
DEFW	rst 1	; read start 1
DEFW	reset	; restart reset
KFM	17H	
KFM	15H	

5. KIM-Steuerprogrammsystem

Die im KIM angewandte Hardware/Software-Schnittstelle ist ziemlich kompliziert, was die Programmierung des KIM besonders erschwert. Aus diesem Grund wurde ein Steuerprogrammsystem erarbeitet, das das Schreiben von KIM-Steuerprogrammen wesentlich erleichtert. Dieses Programmsystem bietet viele Makroanweisungen, die eine gewisse Entkopplung der Programmierung von der Hardware ermöglichen. Das Steuerprogrammsystem umfaßt folgende drei große Gruppen von Makroanweisungen:

— Makroanweisungen zum Setzen/Rücksetzen von Steuer- und Merk-Flipflops: Zu dieser Gruppe gehören alle Makroanweisungen, die die Zustände der Steuer- und Merk-Flipflops über Port 2 (Bild 2) ändern können.
— Eingabe/Ausgabe-Makroanweisungen: Sie dienen zur Eingabe/Ausgabe von Daten bei Schreib- und Leseoperationen und zur Abfrage der Quittung vom Statusbyte.
— Andere Makroanweisungen, die die Ausführung des Steuerprogramms unterschiedlich beeinflussen [9].

Das im KIM benutzte Steuerprogramm ist so gestaltet worden, daß die Ausnutzung der maximalen Geschwindigkeit des Mikroprozessors möglich ist. Das Programm hat eine einfache Baumstruktur (Bild 6), wobei jedes Kanalkommando als ein selbständiger Programmzweig ausgeführt wird. Die verschiedenen Programmzweige benutzen die gleichen Makroanweisungen. Die geschlossenen Unterprogramme sind grundsätzlich für die Verarbeitung von Fehlersituationen angewendet worden, die selten auftreten. Bei Unterbrechungen wird der Zustand des unterbrochenen Programms nicht gerettet, und es wird normalerweise keine Rückkehr zum unterbrochenen Programm ausgeführt.
Das Steuerprogramm, das die in der Tafel 2 angegebenen Kanalkommandos ausführt, hat einen Umfang von 5 kByte.

Literaturangaben im Teil 2

Eingegangen am 22. Januar 1982 NaA 8845

Dr.-Ing. *Jordan Kissjov*, Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, 9010 Karl-Marx-Stadt, Postschließfach 964

Einsatz der höheren Echtzeitsprache PLZRTC zur Erstellung moderner Mikrorechner-Steuer-Software

A. Antonov, Karl-Marx-Stadt

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Mikrorechnersystem, Steuerung, Steuerprogrammsystem, höhere Echtzeitsprache, Parallelarbeit, Übersetzungsprogrammsystem

Mit der Erhöhung der Leistungsfähigkeit der LSI-Bauelemente durch die Entwicklung der Technologie nimmt der Mikrorechner eine zentrale Stellung in der Steuerung von Geräten und Anlagen der Nachrichtentechnik, Automatisierungstechnik und anderer Industriezweige ein. Aus diesem Grund und durch die Standardisierung der Hardware reduziert sich der Systementwurf hauptsächlich auf den Programmentwurf. Die Erstellung von komplexen, modularen, generierbaren und wartungsfreudigen Steuerprogrammsystemen setzt leistungsfähige Entwurfsmittel voraus. In Frage kommen höhere Programmiersprachen und insbesondere höhere Echtzeitsprachen. Gegenstand der hier und in [1] [2] [4] beschriebenen Arbeit war die Entwicklung einer höheren Echtzeitsprache für Mikrorechnersteuerungen sowie die Implementierung eines entsprechenden Übersetzungsprogrammsystems. Ausgegangen wurde von folgenden Sprachanforderungen:

1. Anforderungen an konventionelle höhere Programmiersprachen

— Modularität: Aufteilung des Steuerprogrammsystems in logische Programmeinheiten, die einzeln übersetzbar sind
— Strukturierter Aufbau: prozedur- oder blockorientiert, eintrittsinvariante Prozeduren, strukturierte Programmsteueranweisungen
— Portabilität und Hardware-Unabhängigkeit: Übertragbarkeit auf andere Rechner mit einem Zwischencode
— Universalität: allseitige Verwendbarkeit und Unabhängigkeit vom Beschreibungsmittel (keine Fachsprache)

2. Zusätzliche Anforderungen an Systemimplementierungssprachen für Mikrorechner

— definierte Schnittstellen zu anderen Sprachen, insbesondere zum Assembler, Verwendung von Sprachfamilien
— Mikrorechnerbezogenheit: auf die Mikrorechnerspezifik zugeschnittene Sprachelemente, effektive und sinnvolle Implementierung für 8-bit- und 16-bit-Mikroprozessoren

3. Zusätzliche Anforderungen an höhere Echtzeitsteuersprachen

— Selbständigkeit: die erzeugten Steuerungsprogramme laufen ohne andere (Betriebssystem) Software-Unterstützung (stand alone)
— Sprachmittel zur Sicherung der Parallelarbeit (Multitask-Betrieb): Definition von Prozessen, Prozeßsteueranweisungen
— Sprachmittel zur Behandlung von externen Ereignissen (Unterbrechungen) auf dem hohen Sprachniveau.

Die höhere Echtzeitsprache PLZRTC (Programming Language for Real Time Control) entstand aus der objektiven Notwendigkeit, ein leistungsfähiges Programmentwurfsmittel zur Verfügung zu stellen. Sie genügt den oben aufgeführten Anforderungen und ist zur Erstellung von komplexen Echtzeitsteuerungssystemen mit Parallelarbeit geeignet. Das implementierte Übersetzungsprogrammsystem [1] [2] läuft auf einem Mikrorechnerentwicklungssystem und erzeugt Maschinenprogramme für den Mikroprozessor U 880.
Übertragbarkeit auf 16-bit-Prozessoren ist bei Vorhandensein eines maschinenbezogenen Codegenerators möglich.

1. Sprachkonzept und Übersetzungsprogrammsystem

Aus Kompatibilitäts- und Effektivitätsgründen wurde beim Entwurf der Zielsprache PLZRTC von der Entwicklung einer vollkommen neuen Sprache Abstand genommen. Es wurde der Weg der Spracherweiterung einer geeigneten und genügend verbreiteten Mikrorechnersystemsprache eingeschlagen:
— Als Basissprache wurde die höhere Mikrorechnersystemsprache PLZSYS [5] ohne Vorbehalte übernommen; sie genügt den Sprachanforderungen nach Punkt 1 und 2.
— PLZSYS wurde syntaktisch und semantisch durch die Erweiterung mit neuen Sprachelementen (s. Abschn. 2) zur Programmierung von Parallelabläufen bereichert. Die dadurch entstandene Zielsprache PLZRTC ist mit der Basissprache aufwärts-kompatibel und erfüllt alle gestellten Anforderungen. Die Spezialsprachmittel für Parallelarbeit und zur Behandlung externer Ereignisse wurden vollständig an das Konzept des Echtzeitsystemkerns RTC [2] [4] angelehnt.
PLZRTC bedient sich über definierte Schnittstellen (Kernaufrufe) vollkommen der Fähigkeiten dieser virtuellen Mehrprozessormaschine. Der RTC-Kern sichert die Parallelarbeit (Multitask-Betrieb) der mit Hilfe von PLZRTC erstellten Steuerprogrammsysteme. Die Sprache PLZRTC ist zusammen mit dem Systemkern RTC ein einheitliches Modell zur Verwirklichung des Parallelbetriebs unter Echtzeitbedingungen und schließt die Systemkernaufgaben [4] mit ein.
Die Portabilität der Zielsprache ist durch den zweischrittigen Compiliervorgang (Zwischencodeerzeugung) der Basissprache und die von der Hardware unabhängige Systemkern-Beschreibungssprache sichergestellt. Die Selbständigkeit der Sprache PLZRTC ergibt sich aus der Selbständigkeit des Systemkerns.
Zur Erzeugung des zum Steuerprogrammsystem gehörenden Maschinenprogramms wurden zwei Systemprodukte implementiert: PLZRTC-Compiler [1] [2] und RTCCG-Systemkern-Codegenerator (ausführlich in [4] erläutert). Die Stellung dieser zwei Systemkomponenten innerhalb des Übersetzungssystems der PLZ-Sprachfamilie [5] ist im Bild 1 dargestellt. Das Programmsystem PLZRTC ist ein in der Basissprache PLZSYS (3500 PLZ-Zeilen) programmierter Compiler (42 KByte), der als ein Vorübersetzer zum PLZSYS-Compiler konzipiert wurde; es handelt sich dabei um ein Compiler bootsstrap-Verfahren. Der Vorübersetzer PLZRTC umfaßt die folgenden wesentlichen Funktionen:

— Vollständige Symbolerkennung und Satzzerlegung (Parsing) der erweiterten Sprache mit Hilfe eines einschrittigen Satzzerlegungsautomaten und ein rekursives Parsingverfahren; vollständige Fehlererkennung und -ausweisung der Basissprachelemente und der Erweiterungen.
— Der Vorübersetzer PLZRTC funktioniert als ein selektives Filter für grammatische Konstruktionen. Die Sprachelemente der Basissprache PLZSYS passieren den Satzzerlegungsautomaten und werden ohne Änderungen ausgegeben, sofern sie fehlerfrei sind. Die neuen Sprachelemente werden identifiziert und ausgefiltert. Sie werden durch die Mittel der Basissprache PLZSYS ausgedrückt, wobei Referenzen (externe Systemkernaufrufe) zum noch nicht vorhandenen RTC-Kern gebildet werden.

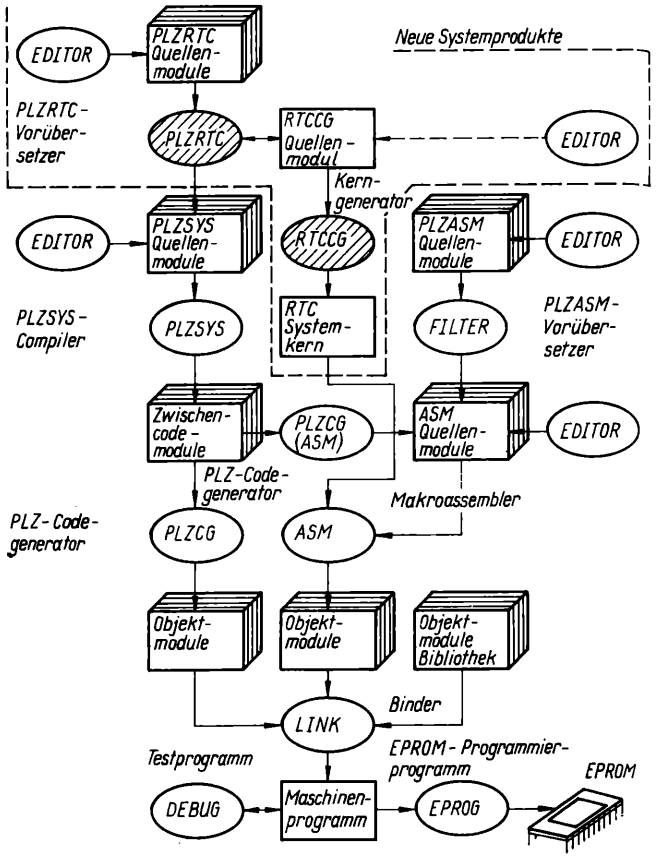


Bild 1. Komponenten des Übersetzungsprogrammsystems für die PLZ-Sprachfamilie

Am Ausgang des Vorübersetzers (s. Bild 1) werden in letzter Konsequenz PLZSYS-kompatible Module, die weiter durch den Basiscompiler PLZSYS übersetzt werden, ausgegeben.
— Der Vorübersetzer unterstützt für alle zu einem Steuerprogrammsystem gehörenden PLZRTC-Quellenmodule eine Datei (RTCCG-Quellenmodul aus Bild 1), in der Kernvorgabeinformationen in der Kernbeschreibungssprache RTCCG [4] aus den PLZRTC-Quellenmodulen automatisch absorbiert und aufrechterhalten werden. Wenn alle PLZRTC-Quellenmoduln übersetzt worden sind, sind die Kernvorgabeinformationen vollständig. Somit kann die automatische RTC-Kernerzeugung durch den RTCCG-Codegenerator angestoßen werden. Da die Informationen in der RTCCG-Quellendatei aus dem konkreten Anwendungsfall erstellt werden, ist der generierte Systemkern problemangepaßt. Der Systemkernobjektmodul wird durch den nachfolgenden Makroassemblerlauf erzeugt.

Aus Bild 1 ist ersichtlich, daß die Programmoduln eines Steuerprogrammsystems in verschiedenen Sprachen der PLZ-Sprachfamilie formuliert werden können. Alle Quellenmoduln werden durch das Editierprogramm EDIT eingegeben. In Abhängigkeit von der verwendeten Sprache werden folgende Systemprogrammketten durchlaufen:

— PLZRTC: PLZRTC-Verübersetzer, PLZSYS-Compiler, PLZCG-Codegenerator
— PLZSYS: PLZSYS-Compiler, PLZCG-Codegenerator
— PLZASM: PLZASM-Vorübersetzer (FILTER), ASM-Makroassembler
— ASM: ASM-Makroassembler
— RTC-Vorgaben: PLZRTC-Vorübersetzer, RTCCG-Kerncodegenerator, ASM-Makroassembler.

Bei separater Anwendung des Systemkerns (nur in Assemblermoduln) werden die Kernvorgabeinformationen im RTCCG-Quellenmodul durch den Anwender aufgestellt und eingegeben. Über den Codegenerator PLZCG (ASM) kann eine Handoptimierung des Compilercodes vorgenommen werden. Schließlich werden alle zum jeweiligen Steuerprogrammsystem gehörenden Objektmoduln und der Kern (als Objektmodul) durch den Binder LINK zum ausführbaren Maschinenprogramm gebunden.

Das wird mit dem Austestprogramm DEBUG getestet und anschließend in die PROM-Speicher geladen.

2. PLZRTC-Grammatik

Die Grammatik der Zielsprache PLZRTC enthält in sich vollständig die Grammatik der Basissprache PLZSYS [5] als Untermenge. Der Funktionsinhalt und die Gestaltung der Spracherweiterungen (Tafel 1) wurden nach eingehenden theoretischen Untersuchungen in [1] und unter Berücksichtigung der Entwicklung modernster Programmiermittel für Parallelarbeit [6] [7] festgelegt. Die Semantik der Sprachelemente basiert auf dem Konzept des Echtzeitsystemkerns RTC, der in [2] [4] ausführlich beschrieben wird. Die neuen Sprachelemente sind organisch in die Basissprache eingebaut, deren Eigenschaften dadurch in keiner Weise beeinträchtigt werden. Diese Vorgehensweise hat folgende positive Konsequenzen:

Tafel 1. PLZRTC-Syntax

```
PLZRTC_programm          → PLZRTC_modul (uebersetzung_modul) +
uebersetzung_modul       → PLZRTC_modul | PLZSYS_modul
                         → PLZASM_modul | ASM_modul
                         → bibliothek_modul
PLZRTC_modul             → modul_name 'MODULE'
                             deklaration ⁎
                           'END' modul_name EoF
deklaration              → PLZSYS_deklaration
                         → RTC_deklaration
RTC_deklaration          → 'TASK' task_definition
task_definition          → ereignis_definition ⁎
                         → unvollstaendige_prozess_definition ⁎
                         → prozess_definition ⁎
ereignis_definition      → ereignis_name ':=' PLZSYS_konstant_ausdruck
unvollstaendige_prozess_definition
                         → prozess name 'PROCESS'
                             [prozess_feld_definition]
prozess_definition       → prozess_name 'PROCESS'
                             [ prozess_feld_definition ]
                             [ PLZSYS_formal_parameter_liste ]
                             prozess_initial_parameter ⁎
                             PLZSYS_lokal_variablen
                           'ENTRY'
                               anweisung +
                           'END' prozess_name
prozess_feld_definition  → 'ARRAY' '[' prozess_feld_laenge ']'
prozess_feld_laenge      → PLZSYS_konstant_ausdruck
prozess_initial_parameter
                         → 'CLASS'    ':=' PLZSYS_konstant_ausdruck
                         → 'PRIORITY' ':=' PLZSYS_konstant_ausdruck
                         → 'STACK'    ':=' PLZSYS_konstant_ausdruck
                           'STATUS'   ':=' ('START' | 'STOP')
anweisung                → PLZSYS_anweisung | RTC_aktion
RTC_aktion               → start aktion | stop_aktion
                         → anhalte_aktion | fortsetzung_aktion
                         → sende_aktion | warte_aktion
                         → rang_aktion | prioritaet_aktion
                         → prozess_status_aktion
                         → ereignis_status_aktion
                         → ereignis_zuweisung_aktion
start_aktion             → 'START' prozess_bezeichner
stop_aktion              → 'STOP'  prozess_bezeichner
anhalte_aktion           → 'HOLD'  prozess_bezeichner
fortsetzung_aktion       → 'CONTINUE' prozess_bezeichner
sende_aktion             → 'SEND' '(' prozess_bezeichner ')'
                             ':=' PLZSYS_ausdruck
warte_aktion             → 'WALT' PLZSYS_variable
rang_aktion              → 'CLASS' '(' prozess_bezeichner ')'
                             ':=' PLZSYS_ausdruck
prioritaet_aktion        → 'PRIORITY' '(' prozess_bezeichner ')'
                             ':=' PLZSYS_ausdruck
prozess_status_aktion    → 'STATUS' '(' prozess_bezeichner ')'
                             'ASSIGN' PLZSYS_variable
ereignis_status_aktion   → 'EVENT' '(' prozess bezeichner ')'
                             ('ENABLE' | 'DISABLE')
ereignis_zuweisung_aktion → 'EVENT' ereignis bezeichner
                             (('ASSIGN' RTC_aktion) | 'RESIGN')
prozess_bezeichner       → prozess_name
                         → prozess_feld_element
                         → PLZSYS_ausdruck
prozess_feld_element     → prozess_name '[' feld_index ']'
feld_index               → PLZSYS_konstant_ausdruck
                         → PLZSYS_variable
ereignis_bezeichner      → ereignis_name | PLZSYS_ausdruck
```

— Prozesse und Ereignisse werden in einer neuen Deklarationsklasse, gleichberechtigt mit den PLZSYS-Deklarationsklassen, definiert.
— Prozesse dürfen neben den eingeführten Prozeßsteueranweisungen sämtliche PLZSYS-Anweisungen enthalten.
— Die durch die Prozesse aufgerufenen eintrittsinvarianten PLZSYS-Unterprogramme (procedure) dürfen jede Prozeßsteueranweisung verwenden.
— Alle Prozeßsteueranweisungen (Aktionen) dürfen auf sämtliche PLZSYS-Daten Bezug nehmen und sie beeinflussen.

Die vollständige PLZRTC-Syntax (PLZSYS-Syntax ausgenommen) ist in Tafel 1 zusammengestellt. Beispiele der Anwendung sind in [3] und im Abschn. 3 angegeben. Hier wird kurz auf einige Besonderheiten eingegangen:

— PLZRTC ermöglicht die Definition von Feldern gleichartiger Prozesse. Sie haben die gleichen statischen Parameter (Startadresse, denselben eintrittsinvarianten Prozeßprogrammkörper), unterschiedliche dynamische Parameter (eigene Stapel, interne Prozeßnummer, lokale Daten usw.), und auf sie wird über den Prozeßfeldnamen und einen Index zugegriffen.
— Über die formalen Parameter werden den Prozessen vom RTC-Kern kerninterne Informationen beim Prozeßeinrichten übermittelt. Bei der gegenwärtigen Implementierung [2] wird dem Prozeß die vom PLZRTC-Vorübersetzer automatisch zugewiesene kerninterne Prozeßnummer bereitgestellt.
— Durch die „prozeß-initial-parameter" werden die Prozeßdringlichkeitsklassen, die prozeßspezifische Stapellänge und der Anfangslaufstatus für die Prozesse eingestellt.
— Auf die Prozesse wird in den Prozeßsteueranweisungen auf folgende Weisen zugegriffen:

über Name — einfache Prozesse
über Prozeßnummer — einfache Prozesse und Prozeßfelder
über Name und Index — Prozeßfelder.

3. Parallelarbeit

Die Problematik des Parallelbetriebs läßt sich in folgende wichtigsten Problemkreise aufgliedern: Prozeßsynchronisierung, Prozeßkoordinierung, Steuerdatenkommunikation, Behandlung externer Ereignisse, Verklemmungserkennung und -bekämpfung. In diesem Abschnitt wird an Hand von Beispielen der Einsatz der höheren Echtzeitsprache PLZRTC zur Lösung dieser Probleme demonstriert.

3.1. Prozeßsynchronisierung und -kommunikation

Durch die Prozeßsynchronisierung wird eine vorgeschriebene kausale Sequenz von zwei Aktionen aus verschiedenen Prozessen erzwungen (Produzent-Konsument-Beziehung), wobei Steuerdaten übermittelt werden können. PLZRTC bietet folgende Synchronisierungsmöglichkeiten:

— ein Verlustsystem mit hold und continue (continue wird ignoriert, wenn der Zielprozeß nicht durch hold angehalten ist)
— ein sicheres Botschaftensystem mit send und wait, das die Steuerdatenkommunikation umfaßt.

Beispiel: Produzent-Konsument (Bild 2)
Der Produzent liest unterbrechungsgesteuert mit Hilfe der externen Routine EINGABE Zeichen in einem Datenpuffer der Länge n so lange, bis der Puffer voll ist oder die Blockendemarke (% FF) erreicht wird. Hinterher wird über send-wait der Konsument synchronisiert, wobei die Anzahl der eingelaufenen und gepufferten Zeichen übergeben wird. Der Konsument gibt unterbrechungsgesteuert die Zeichen über die externe Routine AUSGABE aus und synchronisiert seinerseits den wartenden Produzenten. Der Quellentext, formuliert in PLZRTC und ausreichend kommentiert, ist im Programm 1 (Tafel 2) angegeben.

3.2. Prozeßkoordinierung und -kommunikation

Durch die Prozeßkoordinierung wird die Aufgabe des gegenseitigen Ausschließens der zueinander kritischen Aktionen, die nicht parallel ablaufen dürfen, aus konkurrierenden Prozessen gelöst. Der Grund für diese Exklusivitätsbeziehung ergibt sich aus der Problemanalyse; meistens handelt es sich dabei um das Mehrfachausnutzen von Betriebsmitteln. Die Prozeßkoordinierung wird bei PLZRTC über send und wait durch Systemprozesse, die die Rolle eines Koordinierers übernehmen, verwirklicht. Das Problem des gegenseitigen Prozeßausschlusses

Tafel 2. Programm 1: Programmtext des Moduls „Produzent_KONSUMENT"

```
PRODUZENT_KONSUMENT module
type
  ZEICHEN byte
external                                  !ASSEMBLER PROGRAMME!
  EINGABE procedure (↑ ZEICHEN)           !EINGABE EINES ZEICHENS!
  AUSGABE procedure (↑ ZEICHEN)           !AUSGABE EINES ZEICHENS!
constant
  PUFFER_MAX    := 128                    !PUFFERLAENGE = 128 BYTE!
  BLOCK_MARKE   := %FF                    !BLOCKENDEMARKE!
internal
  PUFFER array [PUFFER-MAX ZEICHEN]
                                          !ZEICHENPUFFER!
  ZEIGER ↑ ZEICHEN                        !ZEIGER ZUM PUFFER!
task                                      !EREIGNISDEFINITION!
  INTein := 1 !EINGABEUNTERBRECHUNG: VEKTOR = '0000001x'!
  INTaus := 2 !AUSGABEUNTERBRECHUNG: VEKTOR = '0000010x'!
task                                      !PROZESSDEFINITION!
  PRODUZENT process                       !PRODUZENTPROZESS!
    stack := 20 status := start           priority := 10
      local ZAEHLER byte                  !ANZAHL BYTES IM PUFFER!
        entry
        event (PRODUZENT) enable          !UNTERBR PRODUZENT FREI!
        send (PRODUZENT) := 0             !SELBSTSENDEN
                                            ZAEHLER=0!
        do
          wait ZAEHLER                    !ZAEHLER ERWARTEN!
          ZEIGER := # PUFFER [0]          !ZEIGER INITIALISIEREN!
          event INTein assign             !UNTERBRECHUNGS
                                           ZUWEISUNG!
            continue PRODUZENT
          do
            if ZAEHLER = PUFFER_MAX then exit fi !PUFFER VOLL!
            hold PRODUZENT                !ANHALTEN, ERWARTEN INTein!
            EINGABE(ZEIGER)               !EINGABE ZEICHEN IN PUFFER!
            if ZEIGER ↑ = BLOCK_MARKE then exit fi !BLOCKENDE!
            ZAEHLER
              := ZAEHLER + 1              !PARAMETER ERHOEHEN!
            ZEIGER := inc ZEIGER
          od
          event INTein resign             !UNTERBRECHUNG
                                           WIRKUNGSLOS!
          send (KONSUMENT) := ZAEHLER
                                          !SENDEN ZAEHLER!
        od
end PRODUZENT
KONSUMENT process                         !KONSUMENTPROZESS!
  stack := 16 status := start priority := 20
      local ZAEHLER byte                  !ANZAHL BYTES IM PUFFER!
        entry
      event (KONSUMENT) enable            !UNTERBR. KONSUMENT FREI!
      do
        wait ZAEHLER                      !ZAEHLER ERWARTEN!
        ZEIGER := # PUFFER[0]             !ZEIGER INITIALISIEREN!
        event INTaus assign               !UNTERBRECHUNGSZUWEISUNG!
          continue KONSUMENT
        do
          if ZAEHLER = 0 then exit fi     !PUFFER LEER!
          hold KONSUMENT                  !ANHALTEN, ERWARTEN INTaus!
          AUSGABE (ZEIGER)                !AUSGABE ZEICHEN AUS PUFFER!
          ZAEHLER := ZAEHLER - 1          !PARAMETER ERNIEDRIGEN!
          ZEIGER := inc ZEIGER
        od
        event INTaus resign               !UNTERBRECHUNG
                                           WIRKUNGSLOS!
        send (PRODUZENT)
          := ZAEHLER                      !SENDEN ZAEHLER!
      od
  end KONSUMENT
end PRODUZENT_KONSUMENT
```

Tafel 3. Programm 2: Programmtext des Moduls „BETRIEBSMITTEL_VERWALTUNG"

```
BETRIEBSMITTEL_VERWALTUNG module
constant
  LR_ANZ := 30                            !ANZAHL DER ANWENDERPROZESSE!
  BM_ANZ :=  9                            !ANZAHL DER BETRIEBSMITTEL!
internal
  FIFO array [BM_ANZ byte] := (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8)
                                          !BETRIEBSMITTELWARTESCHLANGE!
  REST byte                               !ANZAHL NOCH VERFUEGBARE BM!
task                                      !SYSTEMPROZESSE!
  VERGABE process                         !BM-ZUTEILUNGSPROZESS!
    class := 4 stack := 12 status := start
      local     BM_NR byte                !BETRIEBSMITTELNUMMER!
                PR_NR byte                !ANWENDERPROZESSNUMMER!
                ERST  byte                !ZEIGER (INDEX) IN FIFO!
        entry
        ERST := 0 REST := BM_ANZ
                                          !FIFO INITIALISIEREN!
        start RUEKGABE                    !STARTEN BM RUECKGABEPROZESS!
        do
          if REST <> 0 then               !NOCH FREIE BM VORHANDEN!
            BM-NR := FIFO [ERST]
                                          !BM AUS FIFO-AUSTRAGEN!
            REST := REST - 1              !BM-BESTAND ERNIEDRIGEN!
            ERST := ERST + 1              !ZEIGER ERHOEHEN!
            ERST := ERST mod BM_ANZ
                                          !REST DVISION!
            wait PR_NR                    !BM-ANFORDERUNG ERWARTEN!
            send (PR_NR) := BM_NR
                                          !BM NR AN PR_NR ZUTEILEN!
          else                            !KEINE FREIE BM VORHANDEN!
            hold VERGABE                  !SELBSTANHALTEN „VERGABE"!
          fi
        od
end VERGABE
RUECKGABE process                         !BM-RUECKGABEPROZESS!
  class := 8 stack := 10                  !STATUS := STOP!
    local BM_NR byte                      !BETRIEBSMITTELNUMMER!
          LETZT byte                      !ZEIGER (INDEX) IN FIFO!
      entry
      LETZT := 0                          !FIFO INITIALISIEREN!
      do
        wait BM_NR                        !BM-RUECKGABE ERWARTEN!
        FIFO [LETZT] := BM-NR             !BM IN FIFO EINTRAGEN!
        REST := REST + 1                  !BM-BESTAND ERHOEHEN!
        LETZT := LETZT + 1                !ZEIGER ERHOEHEN!
        LETZT := LETZT mod BM_ANZ
                                          !REST-DIVISION!
        continue VERGABE                  !VERGABEPROZESS FORTSETZEN!
      od
end RUECKGABE
task                                      !ANWENDERPROZESSFELD!
  ANWENDER process array [PR_ANZ] (PR_NR byte)
    stack := 32 status := start priority := 6
      local BM_NR byte                    !BETRIEBSMITTELNUMMER!
        entry
        do
          !ANWEISUNGEN (UNKRITISCHER PROZESSABSCHNITT)!
          send (VERGABE) := PR_NR
                                          !BM ANFORDERN!
          wait BM_NR                      !BM ZUGETEILT!
            !ANWEISUNGEN (KRITISCHER PROZESSABSCHNITT)!
            !BETRIEBSMITTEL MIT BM_NR VERWENDEN!
          send (RUECKGABE) := BM_NR
                                          !BM_NR RUECKGEBEN!
          !ANWEISUNGEN (UNKRITISCHER PROZESSABSCHNITT)!
        od
    end ANWENDER
end BETRIEBSMITTEL_VERWALTUNG
```

wird im Send-wait-Konzept auf den Ausschluß der Sendeprozesse (zu koordinierende Prozesse) bei der Benutzung des Botschaftenpuffers des Empfangsprozesses (Koordinator) zurückgeführt [4]. Dem Koordinierer werden dabei Steuerdaten übermittelt.

Beispiel: Betriebsmittelverwaltung (Bild 3)

n gleiche Betriebsmittel werden unter *m* gleichartige Anwenderprozesse (Prozeßfeld ANWENDER) mit Hilfe der Systemprozesse VERGABE und RUECKGABE verteilt (s. Programm 2 in Tafel 3). Die Anwender-Prozesse stellen über send Betriebsmittelanforderungen an den VERGABE-Prozeß mit Übermittlung der eigenen Prozeßnummer. Falls solche vorhanden sind, erhalten sie über wait die zugeteilte Betriebsmittelnummer (z. B. die Nummer eines peripheren Geräts). Nach Verwendung wird das Betriebsmittel über send zum RUECKGABE-Prozeß freigegeben. Die zwei Systemprozesse synchronisieren sich untereinander mit Hilfe von hold-continue, wobei der VERGABE-Prozeß sich selbst nur bei der Ausschöpfung der Betriebsmittel anhält. Da zusätzlich die Anforderung einer gleichmäßigen Betriebsmittelauslastung besteht, werden die Betriebsmittel in einer FIFO-Warteschlange verwaltet. Durch die Verwaltungsprozesse können komplexere Vergabestrategien realisiert werden, wenn z. B. über die Prozeßsteueranweisungen class und priority die Prozeßdringlichkeitsklassen dynamisch geändert werden.

3.3. Behandlung externer Ereignisse

Die Fremdsychronisierung des Steuerprogrammsystems erfolgt auf der Grundlage der einheitlichen Behandlung von internen Anforderungen (seitens der Rechenprozesse) und externen Anforderungen (von den zu steuernden physikalischen Prozessen) an den Systemkern RTC. Einem ausgewählten Satz Unterbrechungen (bestimmte Unterbrechungsvektoren im IM 2 des Prozessors) wird eine besondere Bedeutung zuerkannt; sie werden in PLZRTC als externe Ereignisse definiert. Mit Hilfe der Spracherweiterung assign wird ihnen dynamisch eine Prozeßsteueranweisung zugewiesen (s. Tafel 1), wobei die Auftragsparameter (Zielprozeßnummer, Nachricht) für die betreffende Ereignisnummer zwischengespeichert werden [4]. Beim Eintre-

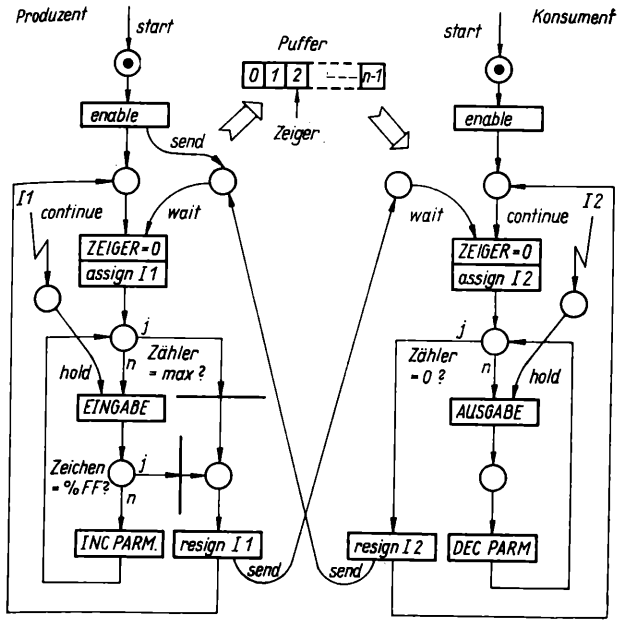


Bild 2. Grafische Darstellung der Produzent-Konsument-Problematik mit einem Zeichenpuffer der Länge n

Tafel 4. Programm 3: Programmausschnitt zur Problematik „Prozeßverklemmung"

```
type
  PROZESS STATUS record   PROZESS STATUS WORT!
    [STATUS     byte          !PROZESS-STATUS_BYTE!
     WS_ZEIGER byte]          !WARTESCHLANGEN_ZEIGER!
constant
  MASKE          := %09  !'00001001' ZUSTAND „SENDEND"/
                         „ANGEHALTEN-SENDEND" UND
                         WARTESCHLANGE VORHANDEN!
  ZEIT-GEBER     := 0    !ERKENNUNG FUER ZEITGEBER-
                          ANFORDERUNG!
task
  ZEIT := 3              !ZEITGEBERUNTERBRECHUNG:
                          VEKTOR = '0000011 x'!
task
  DEBLOCK process        !VERKLEMMUNGSERKENNUNG UND
                         -AUFLOESUNG!
    status := start stack := 6 class := 0 !DRINGLICHST!
      local  PARM byte       !ANFORDERUNGSPARAMETER!
             PS_ZGR ↑ PROZESS_STATUS
                         !ZEIGER ZUM STATUSWORT!
        entry
        event ZEIT assign    !UNTERBRECHUNGSZUWEISUNG!
          send (DEBLOCK) := ZEIT_GEBER
        event (DEBLOCK) enable
                         !UNTERBR. FUER „DEBLOCK" FREI!
        do
          wait PARM          !ANFORDERUNG ERWARTEN!
          if PARM = ZEIT_GEBER then
                         !ZEITGEBER_ANFORDERUNG!
            status (0) assign PS ZGR
                         !STATUSZEIGER PROZESS 0;!
                         !UNTERBRECHUNGSSPERRE GESETZT!
            if PS_ZGR ↑ . STATUS and MASKE
              case MASKE then
                         !PROZESS 0: 'SENDEND', WS = 1!
                status (7) assign PS_ZG
                         !STATUSZEIGER PR. 7!
                if PS_ZGR ↑ .STATUS and MASKE
                  case MASKE then
                         !PROZESS 7: 'SENDEND', WS = 1!
                         !VERKLEMMUNGSERKENNUNG!
                    stop (7) !PROZESS 7 INAKTIVIEREN,!
                         !UNTERBRECHUNG WIEDER FREI!
                         !VERKLEMMUNGSAUFLOESUNG!
                         !WEITERE MASSNAHMEN!
                fi
            fi
          else     !ANFORDERUNG
                    FUER VERKLEMMUNGSBEHAND_!
                   !LUNG DURCH ANDERE ANWENDUNGSPROZESSE!
                   !ANDERE AKTIVITAETEN VOM „DEBLOCK"!
          fi
        od
end DEBLOCK
```

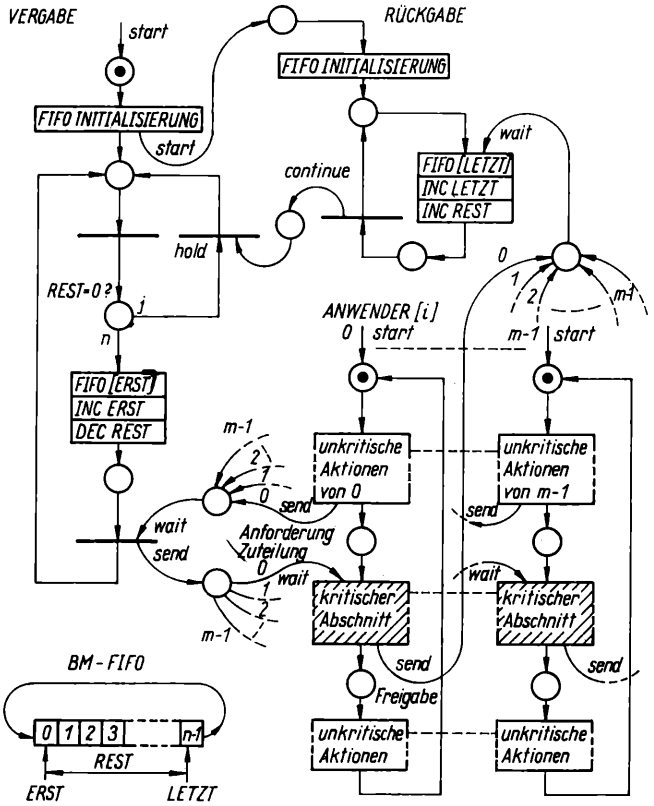


Bild 3. Vergabe von n gleichen Betriebsmitteln an m gleichartige Anwenderprozesse bei gleichmäßiger Betriebsmittelauslastung, wobei n kleiner als m ist

ten der Unterbrechung wird der laufende Prozeß unterbrochen. Das System reagiert dann genauso, als wäre die vorher zugewiesene Prozeßsteueranweisung an der Unterbrechungsstelle im laufenden Prozeß programmiert (programmierte und zugewiesene Prozeßsteueranweisungen werden einheitlich abge-

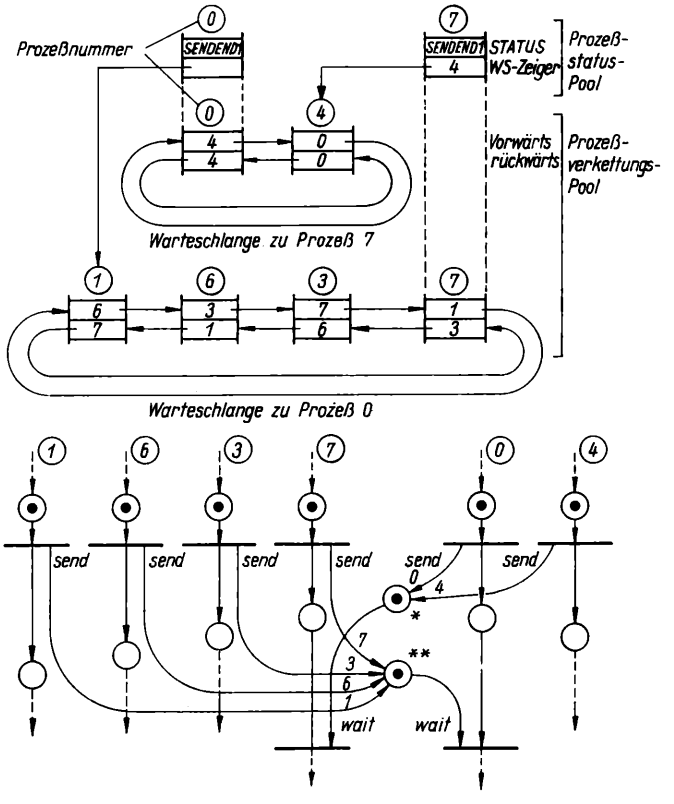


Bild 4. Kerninterne und grafische Darstellung einer Prozeßverklemmung von 6 Prozessen aus 2 Warteschlangen
⋇ Nachrichtenpuffer vom Prozeß 7 ist voll, ⋇⋇ Nachrichtenpuffer vom Prozeß 0 ist voll

arbeitet). Die Unterbrechungsvektoren werden über Initialisierungsroutinen in der Peripherie eingestellt. Durch das Sprachelement resign wird eine Ereigniszuweisung für ungültig erklärt; das eingetretene Ereignis wird angenommen und ignoriert. Die Unterbrechbarkeit der Prozesse wird prozeßspezifisch über enable und disable dynamisch gesteuert. Beispiele für die Ereignisbehandlung sind in den Programmen 1 und 3 enthalten.

3.4. Prozeßverklemmungen

Die parallel ablaufenden Prozesse in einem Steuerprogrammsystem können sich auf verschiedene Weisen (bei Synchronisierung oder bei Koordinierung) gegenseitig blockieren. Es entstehen Situationen, bei denen mindestens ein Prozeß unter keinen Umständen fortfahren kann. Die Verklemmungen können statisch oder dynamisch, einzeln, gruppenweise oder für das Gesammtsystem (totale Systemblockade) auftreten. Die Prozeßverklemmungen werden vorzugsweise vorbeugend durch Systemanalyse und Konsistenzprüfung mit Hilfe eines geeigneten formalen Mittels (s. Petri-Netze) ausgeschlossen oder durch die Einhaltung bestimmter Regeln [1] nicht zugelassen. Für komplexe Anwendungen jedoch fehlen die notwendigen Überprüfungsalgorithmen oder sie sind zu aufwendig. In diesen Fällen können die Verklemmungen mit Hilfe von Software-Maßnahmen zur Laufzeit erkannt und bekämpft werden. Zu diesem Zweck und zu Testzwecken stellt PLZRTC die Anweisung status zur Verfügung, wodurch ein Zeiger [4] zum Prozeßstatus-und Warteschlangen-Steuerwort gewonnen wird. Damit kann der Systemgesamtstatus von einem Systemprozeß aus festgestellt werden.

Beispiel: Prozeßverklemmung

Im Bild 4 ist ein konstruierter (ohne Interpretation) Blockadefall bei gegenseitiger Koordinierung abgebildet. Die Verklemmungserkennung (s. Programm 3 in Tafel 4) erfolgt durch den periodisch über einen externen Zeitgeber oder asynchron durch andere Prozesse angestoßenen Systemprozeß DEBLOCK mit Hilfe von Überprüfung des Statussteuerwortes der Koordinierungsprozesse 0 und 7. Eine der möglichen Verklemmungsbekämpfungsmaßnahmen ist eine Prozeßinaktivierung (stop Prozeß 7), wobei Prozeß 7 aus der Warteschlange zu Prozeß 0 ausgekettet und RUHEND gesetzt wird. Die Prozesse 0 und 4 werden dadurch (s. Wirkung von stop) aus der Warteschlange zu Prozeß 7 auch ausgekettet und können fortfahren, wobei Prozeß 0 über das nachfolgende wait zur Fortführung des Prozesses 1 beiträgt.

4. Schlußbetrachtung

Die Anwendung der höheren Echtzeitsprache PLZRTC zwingt den Entwickler zu einer strukturierten und disziplinierten Denkweise und unterstützt ihn beim Entwurf komplexer Mikrorechnersteuerungen, wodurch die Programmierungskosten gesenkt werden. Beim Entwurf von Steuerprogrammsystemen in der Vermittlungstechnik und über zahlreiche Einzelbeispiele konnten sehr positive Erfahrungen gesammelt werden. Ihre Auswertung führte zur Erstellung der revidierten Sprachausgabe 1.1 [2]. Als besonders vorteilhaft hat sich die Möglichkeit gezeigt, alle Sprachen der PLZ-Familie einzubeziehen. Die Zweckmäßigkeit der gewählten Sprachelemente und der Konzepte für Parallelarbeit unter Echtzeitbedingungen wurde durch die Lösung von Schlüsselaufgaben des Parallelbetriebs bestätigt. Die Möglichkeit der Programmierung von Mehrrechnersystemen ist durch die transparente Behandlung der externen Ereignisse bezüglich ihrer Quelle gegeben. Die Möglichkeit der Anwendung von PLZRTC für die leistungsfähigere 16-bit-Rechnergeneration ist über die vorhandene Portabilität der Basissprache PLZSYS und die von der Hardware unabhängige Systemkernbeschreibungssprache RTCCG gesichert.

Eingegangen am 18. Februar 1982 NaA 8847

Literatur

[1] *Antonov, A.:* Höhere Echtzeitsprache für Mikrorechnersteuerungen, Diss. A. TH Karl-Marx-Stadt 1981
[2] *Antonov, A.:* Höhere Programmiersprache für Echtzeitsteuerung „PLZRTC" 1.0, PLZRTC Compiler, Version 1.0, Sprachbeschreibung, Bedienhandbuch, 30. Juli 1980, Zusatzinformation Version 1.1. 30. Oktober 1981, TH Karl-Marx-Stadt, Sekt. Informationstechn.
[3] *Antonov, A.:* Lösung von Steuerungsaufgaben mit Hilfe der höheren Echtzeitsprache „PLZRTC". messen steuern regeln 24 (1981) 5, S. 265 – 267
[4] *Antonov, A.:* Ein Echtzeit-Betriebssystemkern für Mikrorechner. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 11, S. 447 – 451
[5] *Conway, R.:* Introduction to Microprozessor-Programming using PLZ. Cambridge; Winthrop 1979
[6] *Ichbiah, J.:* Preliminary ADA Reference Manual, ACM Sigplan Notices, 14. Juni 1979
[7] *Wirth, N.:* MODULA-2. Berichte d. Inst. f. Informatik, ETH Zürich, Bd. 36, 1980

Dr.-Ing. *Anatoliy, Antonov,* Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, 9010 Karl-Marx-Stadt, PSF 964

Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen

D. Lochmann, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin

Deskriptoren: Fernsprechnetz, digitales Nachrichtensystem, Verzerrungsgeräusch, Bewertung, Analyse (techn.) Verzerrungsgeräusch, AD-Wandler, Quantisierung, Codierung, Codeumsetzung, Verzerrung, Akkumulation, Klirrfaktor, Bewertungskriterium, Projektierungsgrundlagen

Durch die Direktive des Fünfjahrplanes 1981 bis 1985, die vom X. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands beschlossen wurde, steht vor der nachrichtentechnischen Industrie der Deutschen Demokratischen Republik die Aufgabe, bis 1985 durch den umfassenden Einsatz der Mikroelektronik und eine überdurchschnittliche Leistungsentwicklung den Übergang zur Produktion digitaler nachrichtentechnischer Geräte und Systeme zu sichern. Der Übergang zur Produktion und zum Einsatz digitaler Nachrichtensysteme ist ein sich weltweit vollziehender Prozeß des wissenschaftlich-technischen Fortschritts. Ausgelöst wurde dieser Prozeß durch die umfassende Anwendung der hochintegrierten Mikroelektronik in Nachrichtengeräten, die beim Produzenten und beim Anwender bedeutende ökonomische Effekte mit sich bringt [1].

Die bisher vorzugsweise angewendeten analogen Nachrichtenübertragungsverfahren für große Entfernungen mit Trägerfrequenztechnik wurden in 50jähriger zielstrebiger Arbeit zu hoher Vollkommenheit entwickelt. Sie gewährleisten einen einwandfreien weltweiten Fernsprechverkehr auf der Basis der einschlägigen Empfehlungen des CCITT.

Fernsprechnetze, die mit Niederfrequenz-(NF)-Einrichtungen in den Netzausläufern, mit raumgeteilten Vermittlungseinrichtungen und Trägerfrequenzeinrichtungen für den Weitverkehr ausgestattet sind, lassen bezüglich der Qualität der übertragenen Sprache kaum noch Wünsche offen. Trotzdem wird gegenwärtig die analoge Fernsprechübertragungs- und -vermittlungstechnik beschleunigt durch digitale Systeme, die mit Pulscodemodulation (PCM) arbeiten, ergänzt bzw. ersetzt. Hierfür gibt es wesentliche Gründe:

1. Digitale Systeme sind billiger in der Herstellung, da sie eine umfassendere Anwendung der hochintegrierten Mikroelektroniktechnologie ermöglichen. Der Materialeinsatz und der Arbeitszeitaufwand sinken.

2. Digitale Systeme sind billiger in der Anwendung, denn

— sie haben geringeren Raumbedarf und geringere Verlustleistung
— sie ermöglichen die Einsparung von Umsetzern vor und nach Vermittlungseinrichtungen, da keine Demodulation ins Basisband erforderlich ist
— sie ermöglichen die bessere Ausnutzung von NF-Kabeln und symmetrischen TF-Kabeln infolge geringerer Anforderungen an den Frequenzgang der Kabel um den Faktor 10 der Kanalkapazität
— sie ermöglichen den Einsatz der Lichtleiterübertragung.

3. Digitale Systeme ermöglichen neue Leistungsmerkmale, wie z. B.
— Datenübertragung vom Teilnehmer zum Teilnehmer (z. B. zwischen Rechnern) mit Übertragungsgeschwindigkeiten größer als 2400 bit/s bis 64 kbit/s
— Bereitstellung eines digitalen direkten Anschlusses für digitale Endgeräte (Rechner, Bildschirmgeräte) beim Teilnehmer.

4. Digitale Systeme ermöglichen in der Zukunft den Aufbau eines einheitlichen dienstintegrierten Nachrichtennetzes für Fernsprech-, Datenübertragung und weitere Dienste.

Die Ära der digitalen Nachrichtentechnik begann 1962 mit dem Einsatz des ersten 24-Kanal-PCM-Übertragungssystem T1 in den USA. Seitdem ist eine große Anzahl von PCM-Übertragungssystemen für 24 bis 7680 Fernsprechkanäle entwickelt worden. 1970 wurde in Frankreich das erste digitale Vermittlungssystem E10 in Betrieb genommen. Inzwischen wurden bzw. werden mehr als 40 verschiedene digitale Vermittlungssysteme entwickelt, und Millionen Fernsprechteilnehmer sind bereits an digitale Zentralen angeschlossen [2].

Die Einführung der Digitaltechnik in ein gut ausgebautes bestehendes Netz ist jedoch nicht problemlos. Schwierigkeiten können aus folgenden Gründen auftreten:

1. PCM-Technik ist grundsätzlich vierdrähtig. Da in Fernsprechnetzen im Ortsamtsbereich überall Zweidrahtübertragung und -vermittlung angewendet wird und manche Fernsprechnetze auch im Knotenamtsbereich noch Zweidrahttechnik anwenden, entstehen bezüglich des Dämpfungsplanes Stabilitätsprobleme durch Signalreflexionen, wenn durch den Ersatz von Zweidrahtsystemen durch Vierdrahtsysteme separate Vierdrahtkreise entstehen [3] [4] [5].

2. Die für die PCM-Sprachübertragung erforderlichen Prozesse, NF-Filterung, AD- und DA-Wandlung und Speicherung zur Vermittlung in der Zeitstufe erzeugen zusätzliche Laufzeiten. Daraus können Echos und Störungen entstehen, die die Stabilität des Netzes und die Sprachqualität beeinflussen.

3. Jede Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlung und ferner Umcodierungen, Verfahren der digitalen Dämpfung sowie die Anwendung von Transmultiplexern und AD PCM erzeugen Quantisierungsverzerrungen, die sich als Geräusch im Kanal auswirken und die sich akkumulieren.
Speziell in der Übergangsphase, d. h. im gemischten analog-digitalen Fernsprechnetz muß durch sorgfältige Netzplanung vermieden werden, daß die Fernsprechgüte durch unzulässige Anhäufung dieser Quantisierungsverzerrungen vermindert wird. Hierzu sind Verfahren der Leitweglenkung erforderlich.

4. In ausgedehnten Netzen, in denen weit auseinanderliegende digitale Vermittlungseinrichtungen installiert werden sollen, treten Probleme der Synchronisation auf, die die Funktionsfähigkeit und Stabilität des Netzes beeinträchtigen und die sogar Fragen der Sicherheit berühren.

Die hiermit vorgelegte Serie von 5 Artikeln konzentriert sich auf die im Punkt 3. genannten Probleme, die durch die Verursachung und die Anhäufung des Quantisierungsverzerrungsgeräusches (QD) entstehen. Dabei wird angestrebt, eine weitgehende vollständige Darstellung der Quantisierungsverzerrungen zu geben, ihre Ursachen zu erläutern und ihre Größe zu berechnen.
Folgende Quellen für Quantisierungsverzerrungen werden behandelt:

— Lineare Quantisierung des Sprachsignals
— Nichtlineare Quantisierung des Sprachsignals
— Quantisierungsverzerrungen bei Codeumwandlung
— Quantisierungsverzerrungen bei Anwendung von Transmultiplexern, Gruppencodecs und AD PCM sowie bei digitaler Dämpfung
— Akkumulation von Quantisierungsverzerrungen im gemischt analog-digitalen Fernsprechnetz.

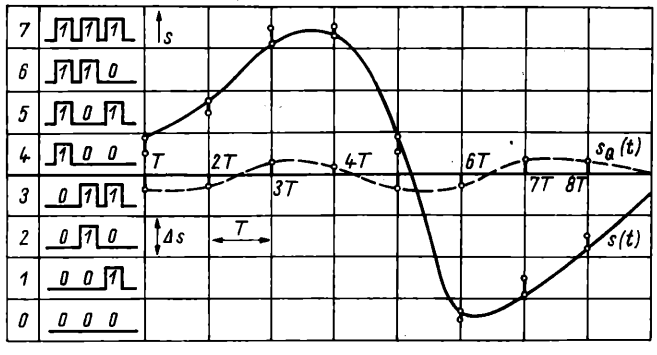
Gemäß der CCITT-Empfehlungen G113 sind heute bei der Übertragung mit 8-bit-PCM in internationalen Fernsprechverbindungen maximal 14 PCM-Prozesse, d. h. Analog-Digital- plus Digital-Analog-Wandlungen zugelassen, wobei davon ausgegangen wird, daß ein 8-bit-PCM-Prozeß eine QD-Einheit (Quantizing Distortion) an Quantisierungsverzerrungsgeräusch erzeugt [6].
Es wird gezeigt, daß infolge der verschiedenen Ursachen für Quantisierungsverzerrungen bei internationalen Fernsprechverbindungen eine sorgfältige Planung während der Übergangszeit von analogen zum digitalen Fernsprechnetz erforderlich ist, damit die maximale Anzahl von 14 QD-Einheiten eingehalten wird. Nationale Netze sind unkritisch.

1. Lineare Quantisierung des Sprachsignals

1.1. Analog-Digitalwandlung des Sprachsignals

Die menschliche Sprache erzeugt ursächlich ein Analogsignal, und für eine digitale Übertragung, Vermittlung oder Signalverarbeitung muß dieses analoge Sprachsignal in ein digitales Signal umgeformt werden. Nach der Übertragung zum gewünschten Fernsprechempfänger muß eine Digital-Analog-(DA-)Wandlung erfolgen. Von den verschiedenen digitalen Verfahren wurde im CCITT für Fernsprechen die Anwendung der Pulscodemodulation (PCM) weltweit empfohlen.
AD- plus DA-Wandlung nennt man bei Anwendung von PCM einen PCM-Prozeß. Dieser PCM-Prozeß ist physikalisch bedingt immer mit einem Quantisierungsverzerrungsgeräusch verbunden, weil das bei der DA-Wandlung rückgewonnene Sprachsignal um die Quantisierungsabweichung $s_Q(t)$ vom ursprünglich erzeugten Sprachsignal $s(t)$, das vor der AD-Wandlung vorlag, abweicht. Die Berechnung dieser Quantisierungsverzerrungen (QD) sowie ihres störenden Einflusses ist der eigentliche Gegenstand des ersten Abschnitts.
Ein PCM-Signal ist ein Codewort, bestehend aus 8 binären Codeelementen, die als impulsförmige Signale in den PCM-Einrichtungen übertragen oder verarbeitet werden. Die AD-Wandlung geht in 3 Stufen vor sich: Signalabtastung, Quantisierung, Codierung.
Die Signalabtastung erfolgt in der Abtast- und Halteschaltung mit einer Abtastfrequenz $f_a = 8$ kHz. Dem Funktionsprinzip der Abtastung liegt das Abtasttheorem zugrunde, das besagt, daß $f_a \geqq 2\,B$ sein muß, wenn B die NF-Bandbreite des Signals ist. Um das zu gewährleisten, wird das Sprachsignal vor der Abtastung auf $B = 3400$ Hz begrenzt.
Quantisierung und Codierung erfordern, daß der Amplitudenbereich (Dynamikbereich) des Sprachsignals vom negativen Maximalwert $-S$ bis zum positiven Maximalwert $+S$ in $q = 256$ Quantisierungsintervalle eingeteilt wird und diese Intervalle von 1 bis 256 durchnumeriert werden. Die Abtastung des Sprachsignals erfolgt im Abstand von $T_n = 125$ µs, und dabei wird der Momentanwert des analogen Sprachsignals ermittelt. Wenn sich dieser Wert bei der Abtastung im Intervall i befindet, dann wird in der Quantisierungsschaltung die Nummer des i-ten Intervalls ($i = 1$ bis 256) erzeugt und als Binärcode-

Bild 1. Quantisierung eines Analog-Signals $s(t)$ am Beispiel der linearen Quantisierung mit $q = 8$ Quantisierungsintentvallen



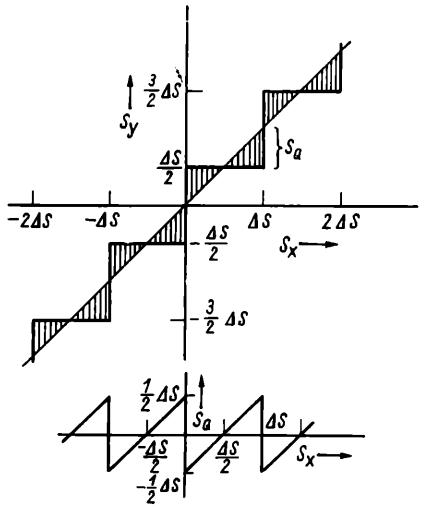


Bild 2
Verlauf des quantisierten Empfangssignals s_y und der Quantisierungsabweichung s_Q als Funktion des Sendesignals s_x

wort codiert. Um eine eindeutige Zuordnung jedes Momentanwertes zu einem der q Intervalle zu erreichen, muß das Sprachsignal vor der Quantisierung in der Amplitude begrenzt werden, denn die menschliche Sprache hat eine Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Signalmomentanwerte gemäß einer Exponentialverteilung, bei der theoretisch Werte bis Unendlich auftreten können. Der zu erfassende Dynamikbereich reicht von 10 phon (leises Flüstern) bis zu 70 phon (lautes Sprechen), d.h., er überstreicht 3 Zehnerpotenzen des Schalldruckpegels ($6{,}3 \times 10^{-4}$ bis $6{,}4 \times 10^{-1}$ µbar).

Die AD-Wandlung erfordert damit sowohl die Begrenzung des Frequenzbandes als auch die Begrenzung des Dynamikumfangs des Sprachsignals, da die Bandbreite des Signals auf die Abtastgeschwindigkeit und der Dynamikumfang auf die Länge des PCM-Codewortes Einfluß haben.

Die Abtastgeschwindigkeit von 8 kHz sowie die Codewortlänge von 8 bit je Signalabtastwert sind in der CCITT-Empfehlung G711 international genormt [7].

Das analoge Sprachsignal nimmt im Dynamikbereich von $-S$ bis $+S$ eine unendliche Anzahl von Amplitudenwerten an, die bei der Abtastung mit der Meßgenauigkeit exakt bestimmt werden können.

Das Charakteristische eines Digitalsignals ist jedoch, daß es nur eine endliche begrenzte Anzahl von Werten annehmen kann. Das Grundprinzip der Quantisierung besteht darin, eine unendliche Menge von (analogen) Signalwerten einer endlichen Menge von (digitalen) Signalwerten zuzuordnen. Bild 1 zeigt den Vorgang der Quantisierung am Beispiel mit $q = 8$ Intervallen. Wenn sich das Signal zu den Abtastzeitpunkten T, $2\,T$, $3\,T$, ... in einem bestimmten Intervall der Größe $\Delta\,s$ befindet, dann wird nur die eine binär codierte Ziffer dieses Intervalls erzeugt, mit der dieses Intervall gekennzeichnet ist, unabhängig davon, welchen der möglichen Werte das Signal in diesem Intervall gerade hatte.

Dieses PCM-Codewort ist der Repräsentant des abgetasteten Signalwertes auf der digitalen Seite. Es leuchtet ein, daß beim Empfänger bei der DA-Wandlung für alle möglichen Werte, die sich bei der AD-Wandlung im i-ten Intervall befunden haben, nur ein einziger Signalwert aus dem PCM-Codewort zurückgewonnen werden kann. Dieser zurückgewonnene Signalwert ist der Mittelwert des Intervalls, im Bild 1 durch Punkte gekennzeichnet, und er ist über das ganze Intervall konstant. Man erkennt aus Bild 1, daß der wahre Signalwert in jedem Abtastpunkt vom Mittelwert des Intervalls abweicht. Daraus ergibt sich der Verlauf der Quantisierungsabweichung $s_Q(t)$, als Differenz zwischen dem vor der Quantisierung vorhandenen Sendesignal $s_x(t)$ und dem rückgewonnenen Empfangssignal $s_y(t)$, wie er im Bild 1 symbolisch gestrichelt eingezeichnet ist.

1.2. Berechnung der Quantisierungsverzerrungen und des Störabstandes bei linearer Quantisierung

Der Verlauf der Quantisierungsabweichungen s_Q und des Empfangssignals s_y, beide als Funktion des analogen Sendesignals s_x, sind im Bild 2 eingetragen. Bei linearer Quantisierung sind alle Intervalle gleich groß. Infolge der Quantisierung ist s_y innerhalb eines Intervalls konstant und nach Voraussetzung immer gleich dem Intervallmittelwert. Also im Bereich des ersten Intervalls $0 \leqq s_x \leqq \Delta\,s$ ist $s_y = \Delta\,s/2$. Im Bereich des zweiten Intervalls $\Delta\,s \leqq s_x \leqq 2\,\Delta\,s$ ist $s_y = 3\,\Delta\,s/2$ usw. Daraus ergibt sich die im Bild 2 dargestellte nichtstetige Treppenfunktion für $s_y = f(s_x)$.

Von dieser Treppenfunktion kann man leicht den Verlauf von s_Q ableiten, der im Bild 2 als separate Funktion dargestellt ist und der unter dem gesamten Dynamikbereich aus q einzelnen Geradenstücken besteht. Innerhalb eines Intervalls ist $s_Q = f(s_x)$ jedoch stetig. Im Intervall $0 \leqq s_x \leqq \Delta\,s$ folgt s_Q der Funktion

$$s_Q = s_x - \frac{\Delta\,s}{2}; \qquad 0 \leqq s_x \leqq \Delta\,s\,. \tag{1}$$

Dieser Verlauf von s_Q ist bei der angenommenen linearen Quantisierung in allen Intervallen gleich! Da s_x, s_y und s_Q Zufallsfunktionen sind, muß die Leistungsberechnung, die für die Ermittlung der Quantisierungsverzerrungen und des Störabstandes notwendig ist, nach den Gesetzen der Wahrscheinlichkeitstheorie erfolgen. Es gilt für die Leistung P einer Zufallsfunktion $x(t)$

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} x^2\, w(x)\, \mathrm{d}\,x\,. \tag{2}$$

In Gl. (2) ist $w(x)$ die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Signalmomentanwerte x. Für die nachfolgende Rechnung wird $w(x) = w(s_x)$ als Gleichverteilung angenommen. Später wird gezeigt, daß $w(s_x)$ auf die Quantisierungsverzerrungsleistung P_Q bei linearer Quantisierung keinen Einfluß hat, wenn q als groß angenommen werden kann, was hier der Fall ist.

Mit den Gln. (1) und (2) erhält man für die Quantisierungsverzerrungsleistung (QD-Leistung) P_Q im ersten Intervall mit $w(s_x) = 1/\Delta\,s$

$$P_Q = \int_0^{\Delta s} \left(s_x - \frac{\Delta\,s}{2}\right)^2 \frac{1}{\Delta\,s}\, \mathrm{d}\,s_x = \frac{(\Delta\,s)^2}{12}\,. \tag{3}$$

P_Q ist in allen Intervallen gleich groß und ist diejenige QD-Leistung, die im Mittel bei jedem Abtastwert auftritt.

P_Q ist nach Gl. (3) nur von der Größe des Quantisierungsintervalls abhängig und wächst mit $\Delta\,s$ quadratisch an, unabhängig vom Signalmomentanwert s_x!

Aus dem Verlauf von s_y im Bild 2 kann man auch die Empfangsleistung P_y errechnen. Man erhält für das n-te Intervall, wenn man die gleiche Gleichverteilung $w(s_x)$ zugrunde legt,

$$P_y = \frac{1}{\Delta\,s} \int_{(n-1)\,\Delta s}^{n\,\Delta s} \left(n - \frac{1}{2}\right)^2 (\Delta\,s)^2\, \mathrm{d}\,s_y = (\Delta\,s)^2 \left(n - \frac{1}{2}\right)^2, \tag{4}$$

wenn man $s_y = \dfrac{\Delta\,s}{2} + (n-1)\,\Delta\,s = \left(n - \dfrac{1}{2}\right)\Delta\,s$ im n-ten Intervall in Gl. (2) einsetzt.

Die Sendeleistung P_x hat im n-ten Intervall die Größe

$$P_x = \frac{1}{\Delta\,s} \int_{(n-1)\,\Delta s}^{n\,\Delta s} s_x^2\, \mathrm{d}\,s_x = (\Delta\,s)^2 \left(n^2 - n + \frac{1}{3}\right). \tag{5}$$

Bildet man die Differenz $P_x - P_y$, so erhält man

$$P_x - P_y = \frac{(\Delta\,s)^2}{12}\,.$$

Diese Differenz ist unabhängig von s_x und gleich der QD-Leistung

$$P_x - P_y = P_Q\,. \tag{6}$$

Zur Berechnung des Störabstandes muß die QD-Leistung auf dem quadratischen Mittelwert der Sendeleistung des gesamten Dynamikbereichs bezogen werden. Dabei ist $w(s_x) = 1/(q\ \Delta\,s)$ einzusetzen:

$$P_x = \frac{1}{q\,\Delta\,s} \int_{-\frac{q}{2}\Delta s}^{\frac{q}{2}\Delta s} s_x^2\, \mathrm{d}\,s_x = \frac{1}{12}\, q^2\, (\Delta\,s)^2\,. \tag{7}$$

Daraus erhält man mit den Gln. (3) und (6)

$$P_y = \frac{1}{12}\, (\Delta\,s)^2\, (q^2 - 1)\,. \tag{8}$$

Der Störabstand ist definiert als

$$r = 10 \log \frac{P_y}{P_Q}. \tag{9}$$

Mit den Gln. (3) und (8) ergibt sich für den Maximalwert S

$$r = 10 \log q^2 - 1 \approx 20 \log q. \tag{10}$$

Der Störabstand ist um so größer, je größer die Anzahl der Quantisierungsintervalle ist.
Mit dem genormten Wert $q = 256$ erhält man $r = 48{,}16$ dB. Das ist der Störabstand des Signalmaximalwertes. Will man mit dem Störabstand bei PCM-Systemen die CCITT-Empfehlung für einen Modulationsabschnitt bei analoger Übertragung in Nahverkehrssystemen einhalten, so muß $r = 65$ dB sein. Daraus würde sich bei linearer Quantisierung die Forderung ergeben:

$$q = 10^{\frac{65}{20}} = 1800.$$

Das entspricht einer Quantisierung mit 1800 Intervallen, zu deren eindeutiger Darstellung ein PCM-Codewort von 11 bit erforderlich wäre.
Aus den Gln. (4) und (3) kann man den Störabstand in Abhängigkeit vom Intervallmittelwert des Empfangssignals berechnen:

$$r = 10 \log \frac{P_y}{P_Q} = 10 \log 12 \left(n - \frac{1}{2}\right)^2. \tag{11}$$

Der Verlauf für $n = 1$ bis 128 ist jeweils für die Intervallmittelwerte im Bild 3 dargestellt. Da P_y auf Grund der Annahme der Gleichverteilung innerhalb eines Intervalls konstant ist, verläuft r im Bild 3 exakt nach einer Treppenkurve. Sie wurde durch eine Gerade angenähert. Man erkennt, daß der Störabstand in einem beträchtlichen Teil des interessierenden Dynamikbereichs auf Werte unter 30 dB sinkt. Die Abszisse wurde im Bild 3 mit x bezeichnet, der als normierter Wert $x = s/S$ eingeführt wurde ($-1 \leqq x \leqq +1$ für $-S \leqq s \leqq +S$). Versuche haben ergeben, daß man bei $r = 20$ bis 22 dB das Quantisierungsgeräusch deutlich störend wahrnimmt [9] [10].
Dieser Grenzwert wird bei linearer Quantisierung in einem Teil des Dynamikbereichs sogar noch unterschritten, wie Bild 3 zeigt.

Bild 3
Störabstand r (in dB) und Klirrfaktor k (in %) als Funktion des normierten Sendesignals x bei linearer Quantisierung

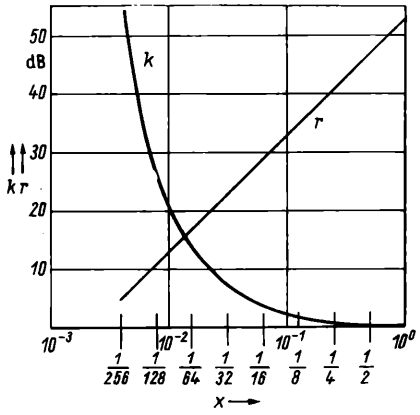
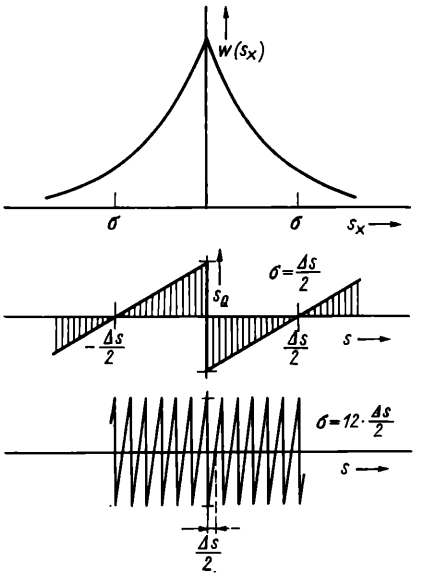


Bild 4
Zum Einfluß der Signalamplitudenverteilung auf die QD-Leistung P_Q bei kleiner und großer Intervallzahl



1.3. Berechnung des Klirrfaktors

Der Berechnung des Klirrfaktors bei PCM muß zunächst eine Definition vorangestellt werden. In der Nachrichtentechnik ist der Klirrfaktor als

$$k = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \cdots}}{U_1} \tag{12}$$

definiert, wobei U_1 der Effektivwert der Grundwelle und U_2, U_3, ... die Effektivwerte der Oberwellen sind.
In die Berechnung sind also die Oberwellen des verzerrten Signals einzubeziehen. Die Quantisierungsverzerrungen sind jedoch nicht durch Oberwellen charakterisiert, denn sie haben ein kontinuierliches Frequenzspektrum [11] [12], das ein sehr breites Frequenzband bis zu einigen Hundert kHz einnimmt. In der Literatur und im CCITT wird deshalb in Anlehnung an Gl. (12) der Klirrfaktor bei PCM wie folgt definiert [13] [14]:

$$k = \frac{\sqrt{P_Q}}{\sqrt{P_y}}. \tag{13}$$

In Verbindung mit Gl. (9) ergibt sich eine einfache Gleichung zwischen Klirrfaktor k und Störabstand r:

$$k = 10^{-\frac{r}{20}}, \tag{14}$$

$$r = -20 \log k. \tag{15}$$

Werte von k, berechnet nach Gl. (14), sind im Bild 3 eingetragen. Man sieht, daß der Klirrfaktor bei normierten Amplitudenwerten $x = 0{,}1$ noch 2,5% beträgt und dann sehr schnell auf Werte über 30% bei $x < 0{,}01$ steigt. Daraus ist ersichtlich, daß lineare Quantisierung für Sprachübertragung nicht geeignet ist.
Wenn man in Gl. (14) die Grenzwerte für $r = 20$ bis 22 dB einsetzt, so erhält man $k = 8$ bis 10%. Man erkennt, daß dieser Wert auch bei üblicher Bewertung von Geräuscheinflüssen als Grenzwert betrachtet werden kann. Für HiFi-Qualität wird $k \leqq 1\%$ gefordert, normale Lautsprecherqualität liegt bei $k = 3$ bis 5%.
Auf Grund dieser subjektiven Analogie erscheint es gerechtfertigt, den Klirrfaktor, berechnet nach Gl. (13) für PCM-Quantisierungsgeräusche, als subjektives Gütemaß für PCM-Fernsprechverbindungen zugrunde zu legen. Diese Feststellung wird dadurch unterstützt, daß Klirrgeräusche bei analoger Übertragung und bei PCM vergleichbare Eigenschaften haben: Sie entstehen an einer nichtlinearen Kennlinie und treten nur auf, wenn auch das Sendesignal auftritt!

1.4. Einfluß der Signalamplitudenverteilung auf die Quantisierungsverzerrungen bei linearer Qantisierung

Die mit Gl. (3) errechnete QD-Leistung ist die Leistung, die im Mittel bei jedem Abtastwert auftritt, unabhängig davon, welchen Wert im Aussteuerbereich das Signal x im Abtastzeitpunkt annimmt; denn bei linearer Quantisierung sind alle Intervalle gleich groß, und es wurde Gleichverteilung aller Amplitudenwerte $-1 \leqq x \leqq +1$ angenommen.
Die Annahme der Gleichverteilung ist jedoch ein praktisch unrealer Fall. Im Bild 4 oben ist die Verteilung der Sprachamplituden $w(s_x)$ dargestellt.
Es interessiert nun, welchen Einfluß die Verteilung der Signalamplituden auf die QD-Leistung P_Q hat. Diese Frage läßt sich bei linearer Quantisierung, d.h. bei gleich großen Intervallen Δs durch folgende Überlegungen beantworten: Bild 4 Mitte zeigt die Quantisierungsabweichungen s_Q in Abhängigkeit von s_x bei kleinen Aussteuerungen mit Sprachsignalen, wobei angenommen ist, daß alle Amplituden der Sprache $|s_x| \leqq \sigma$, d.h. über 90% der Auftretenswahrscheinlichkeit, im Bereich $0 \leqq |s_x| \leqq \frac{\Delta s}{2}$ liegen.
Es ist ersichtlich, daß große Werte der Quantisierungsabwei-

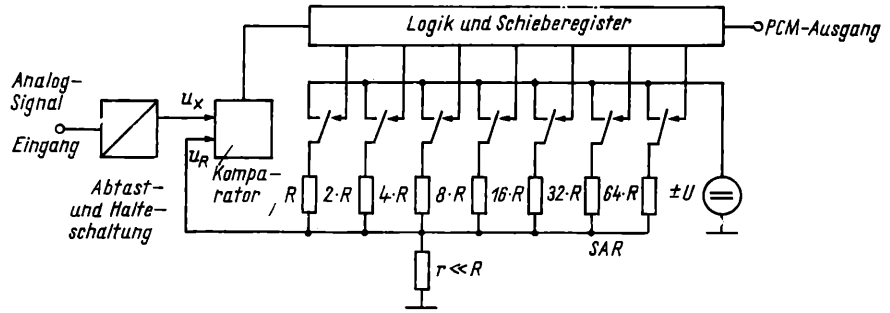


Bild 5. Prinzipschaltung des rückgekoppelten Wägecodierers für lineare Quantisierung

chung s_Q infolge der größeren Wahrscheinlichkeit kleiner Signalamplituden s_x häufiger auftreten, als kleine Werte von s_Q. In diesem Fall ist also die QD-Leistung P_Q abhängig von der Verteilung auch bei linearer Quantisierung, wenn die Anzahl der Intervalle q sehr klein ist, da sich die Wahrscheinlichkeitsdichte innerhalb eines Intervalls sehr stark verändert.

Im realen Fall ist jedoch q groß, bei der Sprachcodierung nach CCITT ist $q = 256$, so daß im Bereich der Amplitudenverteilung 0 bis σ eine Vielzahl von Intervallen liegt (im Bild 4 unten sind es 6 Intervalle). Dann kann man annehmen, wie es in der Literatur auch häufig gemacht wird [15], daß innerhalb eines Intervalls die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung konstant ist, der stetige Kurvenzug $w(s_x)$ also durch eine feingestufte Treppenkurve approximiert wird. In diesem Fall sind dann die Amplituden innerhalb eines Intervalls gleichverteilt.

Wenn diese Annahme zugrunde gelegt wird, dann ist es völlig gleichgültig, in welchem Intervall sich das Signal im Abtastzeitpunkt befindet, denn in jedem Intervall entsteht die gleiche QD-Leistung, unabhängig davon, wie oft s_x darin liegt. Bei linearer Quantisierung, d.h. bei gleicher Größe aller Intervalle ist deshalb die QD-Leistung unabhängig von der Signalamplitudenverteilung, wenn die Anzahl der Intervalle q groß ist.

1.5. Technische Realisierung der linearen Quantisierung

1.5.1. Analog-Digital-Wandlung

Die Analog-Digital-Wandlung (AD-Wandlung) erfolgt in einer Codierschaltung, die die Funktionen Abtastung, Quantisierung und Codierung gemeinsam enthält. Die technisch größte Bedeutung in der Nachrichtentechnik hat bisher der Iterationscodierer oder rückgekoppelte Wägecodierer erlangt, dessen Funktionsweise im Bild 5 dargestellt ist [17]. Bild 6 zeigt die zugehörige Decodiereinrichtung.

Die Möglichkeit, mit vertretbarem Aufwand die AD-Wandlung, d.h. einen Codierer und einen Decodierer, zu realisieren, war die eigentliche Geburtsstunde der PCM-Technik. Dazu war jedoch als technologische Voraussetzung die Halbleitertechnik erforderlich.

Zunächst wurden Codierer und Decodierer zentral für 24 bzw. 32 Kanäle angewendet, sie waren die kritischsten und teuersten Baugruppen der PCM-Geräte.

Heute ist dieses Problem technisch und ökonomisch durch die Entwicklung der Einkanalcodecs als hochintegrierte Schaltung in NMOS- oder CMOS-Technologie gelöst [16].

Bei dem im Bild 5 dargestellten rückgekoppelten Wägecodierer wird das bandbegrenzte NF-Sprachsignal in der Abtast- und Halteschaltung abgetastet. Da mit kurzen impulsförmigen Signalen gearbeitet wird, die im Bereich unter 250 ns liegen, muß die Abtast- und Halteschaltung aus sehr schnellen elektronischen Bauelementen aufgebaut werden, die maximale Verzögerungszeiten t_d unter 10 ns haben. Das ist mit Schottky-Dioden ($t_d < 100$ ps) und schnellen Feldeffekttransistoren ($t_d < 10$ ns) möglich. Die Speicherung des Signalwertes über den Abtastzeitraum von 125 µs erfolgt durch einen Kondensator mit einer Kapazität von etwa 100 bis 1000 pF.

Am Ausgang der Abtast- und Halteschaltung erscheint das Probensignal U_x. Dieses Signal erzeugt am Komparator, der beide Eingangssignale miteinander vergleicht, ein Ausgangssignal, das das Sukzessiv-Approximations-Register (SAR), bestehend aus der Logik, einem Schieberegister und den Widerständen R bis 64 R und r einschaltet. Die Polarität der Spannung U_x bestimmt das erste Bit des PCM-Codewortes (Vorzeichenbit) im Schieberegister. Durch das Signal am SAR wird der Widerstand R eingeschaltet, was einen Stromfluß von der Konstantspannungsquelle U über R und r bewirkt. Die Elemente sind so dimensioniert, daß der Spannungsabfall über r bei Einschaltung von R eine Spannung U_R erzeugt, die genau 50% des Maximalwertes der Signalspannung S entspricht. U_R liegt ebenfalls am Komparator an. Ist nun $U_x > U_R$, dann liegt U_x im Bereich $S/2$ bis S, R bleibt eingeschaltet, und es wird eine 1 in das Schieberegister geschrieben. Ist $U_x < U_R$, dann liegt U_x im Bereich 0 bis $S/2$, R wird wieder abgeschaltet, und es wird eine 0 in das Schieberegister eingeschrieben.

In einem 2. Iterationsschritt wird der Widerstand $2R$ eingeschaltet. Wenn R ebenfalls eingeschaltet bleibt, weil $U_x > S/2$ ist, so liegt $2R \| R$, und es wird eine Spannung U_R an r erzeugt, die 75% von S entspricht.

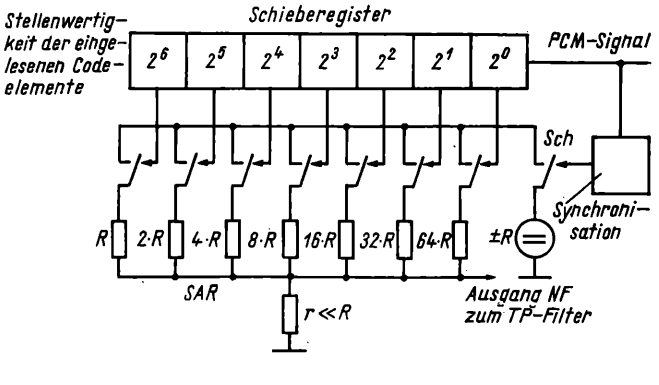
Ist danach $U_x > U_R$, so liegt U_x im Bereich $\left(\frac{3}{4}\right) S$ bis S. Es wird an die 3. Stelle im Schieberegister wieder eine 1 geschrieben. War nach Einschaltung von $2R \| R$ die Spannung $U_x < U_R$, so liegt U_x im Bereich $S/2$ bis $\left(\frac{3}{4}\right) S$, $2R$ wird abgeschaltet und eine 0 ins Schieberegister geschrieben.

Auf die beschriebene Weise tastet sich der Codierer an den Abtastwert U_x von unten heran. Immer, wenn $U_x > U_R$ gilt, nach erneuter Anschaltung eines Widerstands, wird eine 1 in das Schieberegister eingeschrieben, und der jeweilige Widerstand bleibt angeschaltet. Immer, wenn $U_x < U_R$ gilt, wird eine Null in das Schieberegister eingeschrieben, und der zuletzt angeschaltete Widerstand wird wieder abgeschaltet. Danach wird zum nächsten Schritt $4R$, $8R$ usf. übergegangen, bis das 8-bit-PCM-Codewort bestimmt ist.

Das kleinste Gewicht beim 8-bit-Wägecodierer ist mit dem Strom durch $64R$ bestimmt, wodurch ein Spannungsanteil von $(1/128)S$ erzeugt wird. Eine nach Einschaltung von $32R$ noch vorhandene Spannungsabweichung $U_x - U_R \gtrless 0$ kann mit dem letzten Gewicht nur noch im Schritt $(1/128)S$ bestimmt werden, obwohl diese Abweichung theoretisch alle möglichen Werte zwischen 0 und $(1/128)S$ annehmen kann.

Daraus ergibt sich, daß der Fehler bei der Bestimmung des genauen Probenwertes U_x maximal $(1/128)S$ betragen kann. Wenn 128 Intervalle für den Signalbereich 0 bis S benutzt werden (d.h. 256 Intervalle für den Signalbereich $-S$ bis $+S$), so wird damit das Intervall immer genau ermittelt, aber es kann nicht festgestellt werden, wo sich innerhalb des Intervalls der genaue Signalwert befindet. Da der Decodierer immer den Mittelwert des Intervalls erzeugt, ist ein maximaler Spannungsfehler von $\Delta s/2$ möglich, wenn Δs die Intervallbreite ist.

Bild 6. Decodierschaltung für PCM-Codeworte



Fortsetzung auf S. 69

Grundlagen der Mikroelektronik. Teil 7

A. Möschwitzer, Dresden

3.5.2.2.2. Widerstände

Widerstände kommen als diffundierte, implantierte und Polysilizium-Schichten vor (s. Bild 76). Für den Widerstandswert gilt

$$R = R_S \frac{b}{L}. \tag{46}$$

R_S ist der Schichtwiderstand (Widerstand einer quadratischen Widerstandsschicht). Es gilt:

$R_S = 20 \cdots 200\ \Omega$ für diffundierte Widerstände,

$R_S = 1 \cdots 50\ \mathrm{k\Omega}$ für implantierte Widerstände,

$R_S = 100\ \mathrm{M\Omega}$ für nichtdotierte Polysiliziumschichten.

Auch bei den Widerständen müssen die zur Bemessung erforderlichen geometrischen Daten aus dem Layout entnommen werden. Das erfolgt ebenfalls von „Hand" oder mit einem Rechnerprogramm [9].

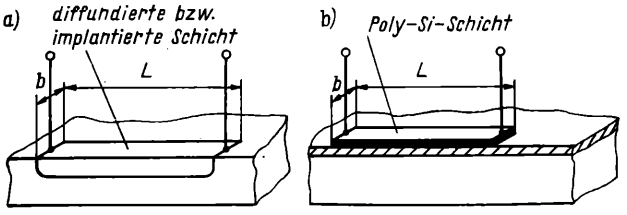


Bild 76. *a*) diffundierter Widerstand
b) Dünnschichtwiderstand

3.5.2.2.3. MOS-Transistoren

MOS-Transistoren werden im Netzwerkanalyseprogramm durch eine Stromfunktion modelliert, wie das im Bild 77 gezeigt ist. Der Transistorstrom I ist von den 3 Knotenspannungen U_a, U_b, U_c (und strenggenommen auch vom Potential des Substrats) abhängig. In der einfachsten Form lautet sie [3]:

$$I = \begin{cases} 0 & \text{für } U_c - U_a < U_p \\ \dfrac{b}{L} K' (U_c - U_a - U_p)^2 & \\ & \text{für } U_p < U_c - U_a - U_p < U_b - U_a \\ \dfrac{b}{L} K' [2 (U_c - U_a - U_p)(U_b - U_a) - (U_b - U_a)^2] & \\ & \text{für } U_c - U_a - U_p > U_b - U_a \end{cases} \tag{47}$$

Hier treten als Modellkonstanten nur die Schwellspannung U_p (< 1 V) für Enhancement und $U_p \approx -3$ V für Depletiontyp und die Transistorkonstante K' ($\approx 10\ \mu\mathrm{A/V^2}$) auf. Die Breite b und Länge L müssen wieder dem Layout entnommen werden (von „Hand" oder mit Programm) [9]. Moderne Netzwerkanalyseprogramme verwenden genauere Transistormodelle mit mehr Modellkonstanten [6].

3.5.2.2.4. Speisespannung und Steuerfunktionen

Die Speisespannungen werden einfach mit einem konstanten Wert belegt (z.B. $UDD1 = 5$ V, $UDD2 = 12$ V). Die Steuerfunktionen ($F1, F2, \ldots$) sind dagegen Zeitfunktionen, die oft im Form der in Bild 78 skizzierten Rampenfunktionen dargestellt werden.

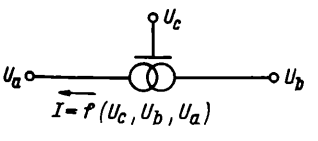


Bild 77
MOS-Transistor als Stromgenerator

3.5.2.3. Netzwerkanalyseprogramm

Ein Netzwerkanalyseprogramm ist ein Programm, das die Differentialgleichungen, die sich wegen der Beziehung $i_{Kzu} - i_{Kab} = C_K \mathrm{d}u_K/\mathrm{d}t$ an jedem Knoten K ergeben, löst. i_{Kzu} bzw. i_{Kab} sind zu- bzw. abfließender Strom am Knoten K mit der Knotenspannung u_K und der Knotenkapazität C_K.

Diese Programme sind sehr anwenderfreundlich, so daß der Nutzer nur seine Bauelemente (Kapazitäten, Widerstände, Transistoren) nach Art und Größe sowie der Anschaltung an bestimmte Knoten zusammen mit den Steuerfunktionen gemäß Bild 78 (gekennzeichnet z.B. durch die Eckparameter $t_0, \ldots, t_4, U_m$) und den Speisespannungen eingeben muß, und das Programm erzeugt alles weitere [6].

Als Ergebnis druckt das Programm die Zeitverläufe aller Knotenspannungen aus.

Die Netzwerksimulation nach erfolgtem Layoutentwurf (der Layoutentwurf wurde im Abschn. 2.4. behandelt) liefert die endgültige Bestätigung der Funktionsfähigkeit des Entwurfs.

3.5.2.4. Ereignisorientierte Timingsimulation für LSI- und VLSI-Schaltkreise

Für Schaltungen mit mehr als etwa 500 Knoten eignen sich die klassischen Netzwerkanalyseprogramme (z.B. MISNET, SPICE, STADYNET) nicht. Hierfür sind spezielle Programme (z.B. LSINET [19]) entwickelt worden, die auf einfachen Integrationsalgorithmen und Bauelementemodellen beruhen und in jedem Zeitschritt nur auf eine aktuelle Knotenliste zugreifen, d.h. nur die Knotenspannungen berechnen, wo wirklich etwas passiert.

3.5.3. Systemsimulation

Für VLSI-Schaltkreise ist auch eine Systemsimulation erforderlich, da der Systemarchitekt am Ende sein Gebäude in allen Einzelheiten nicht mehr überblicken kann. Die Systemsimulation kann z.B. auf Befehls- oder Registerebene erfolgen [20].

3.6. Methodologien des VLSI-Schaltkreisentwurfs

Alles, was bisher behandelt wurde (Schablonenfertigung, Entwurfsregeln, logische und sequentielle Grundschaltungen, Funktionsblöcke, Simulation) sind die Grundelemente des Schaltkreisentwurfs. Für den Gesamtentwurf großer Schaltkreise kommt es nun darauf an, diese Grundelemente in einfacher und überschaubarer Weise (hierarchisch) zu einem funktionsfähigen System zusammenzufügen und dabei Fehler von vornherein auf ein Minimum zu reduzieren. Dazu werden in diesem abschließenden Abschnitt zur „Technologie" des Schaltkreisentwurfs einige Bemerkungen zu Entwurfsmethodologien und -werkzeugen gemacht [20] [21].

3.6.1. Allgemeine Richtlinien

Ein großer Schaltkreis (VLSI-Schaltkreis) stellt bereits ein elektronisches System dar. Da bei der Realisierung des Gesamtsystems die Regel gilt, daß die Systemkosten proportional zur Anzahl der verwendeten Schaltkreise steigen, sollte eine Systempartitionierung in Schaltkreise so erfolgen, daß möglichst wenige Schaltkreise entstehen.

Beim Systementwurf sollten Synchronsysteme (finite state machines) Asynchronsystemen vorgezogen werden, da dann

die Funktion sicherer und übersichtlicher und dadurch die Schaltkreisausbeute größer ist.

3.6.2. Strukturierter Top-down-Entwurf [7]

Am Beginn wird das Schaltkreissystem (VLSI-Schaltkreis) als ein Register-zu-Register-Datenpfad (data path) geplant, der von einem synchronen sequentiellen Steuerwerk (finite state machine) gesteuert wird. Das Prinzip eines Register-zu-Register-Datenpfades in Pipelineform ist im Bild 79 gezeigt.

Der Funktionsblock der kombinatorischen Logik (*C/L*) realisiert die Datenverknüpfung und kann z. B. in Form einer ALU einschließlich Verschiebefunktion, einer PLA oder NOR-Matrix, einem Decoder, einem Multiplizierfeld o. ä. bestehen.

Das Prinzip eines sequentiellen Steuerwerks (finite state machine) wurde bereits im Abschn. 3.3.8. behandelt und ist im Bild 80 nochmals wiedergegeben. Es realisiert den Pfad der Steuersignale (control path).

Nach Festlegung dieser Grundblockstruktur des VLSI-Systems wird das Verbindungsleitungssystem zwischen den Funktionsblöcken auf dem Chip hinsichtlich seiner Topologie geplant, wobei die Leitungen für den Datenpfad (data path) in einer Richtung und die Leitungen für den Steuersignalpfad (control path) in den dazu senkrechten Richtungen verlaufen sollten. Knicke in den BUS-Leitungen und „wilde Verdrahtung" (random wiring) sollten möglichst vermieden werden.

Danach erfolgt der Logik- und Schaltungsentwurf der Funktionsblöcke. Dabei gelten in der VLSI-Technik folgende Grundsätze:

— Die Funktionsblöcke sollten möglichst hierarchisch aus sich oft wiederholenden, einfachen und rückwirkungsfreien Elementarzellen aufgebaut werden.

— Unregelmäßige Logik sollte mit maskenprogrammierten Matrixstrukturen (NOR-Matrix, PLA) realisiert werden, wobei zur Programmierung dieser Matrizen Rechnerprogramme als Hilfe angewendet werden sollen [11].

— Zur Erzielung möglichst regelmäßiger Zellstrukturen, die lückenlos aneinander gefügt werden können, sind bevorzugt dynamische Schaltungen und Schalttransistoren (Transfergates) zu verwenden.

Nach Fertigstellung des System- und Logikentwurfs erfolgt eine Systemsimulation auf Registerebene (z. B. Prüfung der richtigen Abarbeitung aller Befehle) und eine Logiksimulation auf Gatterebene der Funktionsblöcke. Weiterhin gilt, daß das Gesamtsystem möglichst mit einem Zweiphasentakt (nichtüberlappend) gesteuert wird. Nun schließt sich der Layoutentwurf der Funktionsblöcke an.

Dabei gelten u. a. folgende Grundsätze:

— Anfertigung einer Layoutzeichnung im Maßstab 1000:1 unter Beachtung der Entwurfsregeln, Digitalisierung desselben (Beschreibung mit einer symbolischen Layoutsprache) und Rechnerbearbeitung (Erzeugung von Wiederholstrukturen, Drehen, Spiegeln u. a.).

— Zur Anfertigung der Layoutzeichnung sind symbolische Layoutmethoden (Sticks) und interaktive grafische Arbeitsmethoden (graphic editor) anzuwenden [24] [25].

— Weitere Gesichtspunkte beim Layout sind: Masse- und Speisespannungsleitungen sollten im Al kammförmig über das Chip geführt werden, dazwischen befinden sich freie Kanäle für Signalleitungen und Brücken. Es ist darauf zu achten, daß die entstehenden Knotenkapazitäten so klein wie möglich sind (Arbeitsgeschwindigkeit). Längere diffundierte Leitungsstücke sind mit Al zu überbrücken.

Der fertig entworfene Funktionsblock wird mit all seinen Daten (Layout, Logik, Schaltung) mit Hilfe einer symbolischen Sprache beschrieben und in einer Bibliothek gespeichert. Diese zentrale Datenbank muß während des Entwurfsprozesses in On-line-Betrieb ständig aktualisiert werden.

Bild 78. Steuerfunktion als Rampe

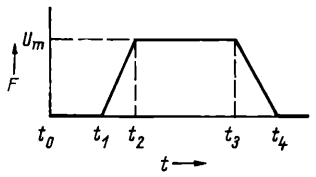


Bild 79. Register-zu-Register-Datenpfad

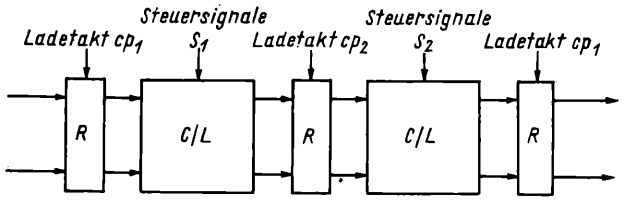
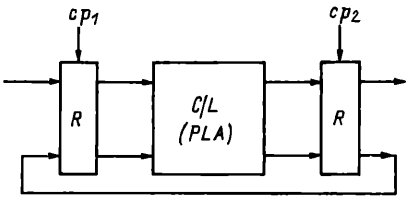


Bild 80
Prinzip einer Finite State Machine



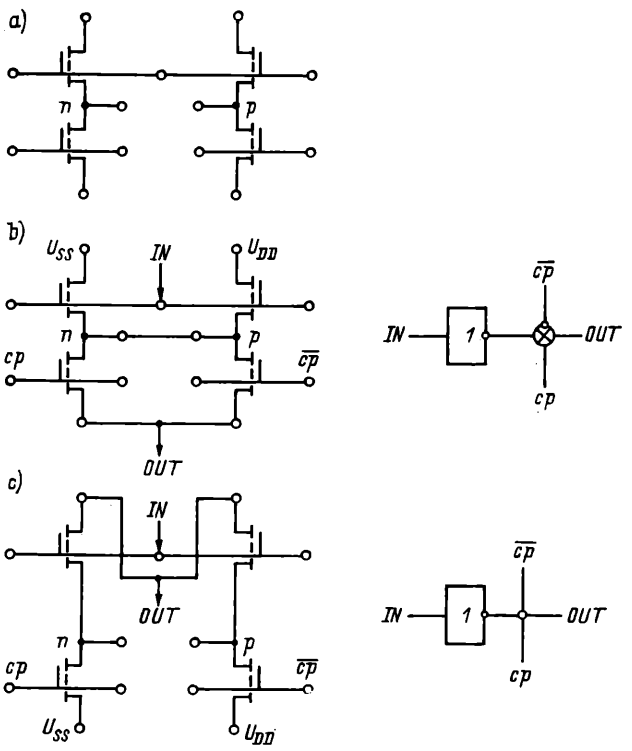


Bild 81. Gatearray in CMOS-Technik
a) Grundzelle
b) dynamische Schieberegisterzelle
c) getakteter Inverter

Sie dient dem Zwecke des Zugriffs zur Simulation (System, Logik, Netzwerk) und der Schablonenfertigung (erst bei der Schablonenfertigung wird der Gesamtschaltkreis in seine geometrischen Elementarbestandteile — Polygonzüge in allen Ebenen — aufgelöst, während des Entwurfsprozesses ist das wegen der ungeheuren Datenmenge eines VLSI-Schaltkreises nicht möglich). Diese einheitliche Datenbasis ist auch die Grundlage dafür, daß mehrere Entwerfer gleichzeitig an einem VLSI-Schaltkreis entwerfen bzw. arbeiten können [21].

3.6.3. Entwurf mit Gatearrays[2])

Hierunter versteht man den Entwurf eines Schaltkreises (oder Teilen desselben) mit vorgefertigten Elementarzellen (Gates), die unterschiedliche Komplexität haben können[23]. Diese Gates sind dann in Reihen und Spalten (oft in Blöcken geordnet) regelmäßig auf dem Chip angeordnet und werden vom Anwender zur gewünschten Schaltung verdrahtet. Dazu stehen dem Anwender heute in der Regel 2 Metallisierungsebenen zur Verfügung.

In jüngster Zeit haben sich für leistungsarme Systeme CMOS-Gatearrays mit Gatterverzögerungszeiten von 1 bis 2 ns [16] [17] und für superschnelle Systeme bipolare ECL-Gatearrays [18] durchgesetzt.

Um das Prinzip zu zeigen, wird das Gatearraychip in CMOS-Technik mit 2 Metallisierungsebenen nach [16] beschrieben. Wie Bild 81 *a*) zeigt, besteht hier das Elementargate aus je 2p-Kanal- und 2n-Kanal-MOS-Transistoren, die in der gezeigten Weise im Polysilizium bereits vorverdrahtet sind. Der Anwender kann sie nun in der 1. Metallisierungsebene z. B. zu dynamischen Schieberegisterzellen [Bild 81 *b*)] oder getakteten Invertern [Bild 81 *c*)] verbinden. Das Chip ist in Blöcke mit einer bestimmten Anzahl solcher Elementargates (basic cells) aufgeteilt. Zwischen diesen Blöcken ist Raum für eine bestimmte Anzahl von Verbindungsleitungen der 1. Metallisierungsebene freigelassen. Die Verbindungsleitungen der 2. Metallisierungsebene verlaufen dazu senkrecht über das gesamte Chip. Am Rande des Chips sind so viele Eingabe/Ausgabeschaltungen (rundherum) angebracht, wie Bondinseln (Pins = äußere Anschlüsse) vorgesehen sind (bei modernen Gatearrays 100 bis 300). Diese Eingabe/Ausgabeschaltungen können wahlweise als Eingangs-, Ausgangs- und Tristatebuffer mit TTL-kompatiblen Pegeln programmiert werden.

Zur Verdrahtung (Layoutentwurf der 1. und 2. Metallisierungsebene) existieren entsprechende Rechnerprogramme. Eine etwas andere Technik ist der Standardzellenentwurf. Hier werden Logikschaltungen mit Standardzellen aus einer Bibliothek (z. B. Logikgatter, Flipflops) auf einem Chip zusammengestellt und verdrahtet. Hier liegt also kein vorgefertigtes Chip vor [22] [23]. Größere Zellenkomplexe werden oft unter dem Namen Makrozellen verwendet.

4. Funktionsprinzipien wichtiger hochintegrierter Schaltkreise

In diesem Abschnitt werden die innere Architektur und die Funktionsweise einiger hochintegrierter Schaltkreise behandelt. Damit soll folgendes Ziel erreicht werden:

— Es soll deutlich werden, wie die Funktionseinheiten, die im Abschn. 3.3. behandelt wurden, als Bausteine der Systemarchitektur wichtiger hochintegrierter Schaltkreise wirken.

— Es sollen aus diesen „Vorbildschaltkreisen" Anregungen entnommen werden, die beim Entwurf der Architektur eigener Schaltkreise nützlich sind.

— Es soll das Informationsbedürfnis derjenigen befriedigt werden, die gern einmal wissen wollen, wie die hochintegrierten Bausteine im Inneren funktionieren, von denen heute so viel die Rede ist und die so manche schönen Dinge auch im Konsumgüterbereich möglich machen.

Einschränkend muß allerdings vorausgeschickt werden, daß aus methodisch-didaktischen Gesichtspunkten sowohl die innere Architektur als auch die Funktion nicht in allen Einzelheiten geschildert werden können, da die betreffenden Schaltkreise sämtlich recht komplizierte digitale Systeme sind, deren Schaltungsgröße mit der von Großgeräten klassischer Bauweise (mit diskreten Elementen oder niedrigintegrierten Schaltkreisen) vergleichbar ist. Deshalb werden aus pädagogischen Gesichtspunkten starke Vereinfachungen des realen Aufbaus vorgenommen, so daß sehr einfach das Wesentliche zu erkennen ist. Der gedankliche Sprung zum realen Aufbau eines solchen Schaltkreises ist dann vielmehr ein quantitativer als ein qualitativer. Diejenigen Leser, die sich in ihrer beruflichen Arbeit vertieft einem speziellen Schaltkreis widmen, werden mit den hier dargelegten, mehr prinzipiellen Betrachtungen aber ein Tor zum Verständnis dieser Dinge finden.

4.1. Speicherschaltkreise (RAM, ROM)

Wort- oder Bitorganisation?

Speicherschaltkreise sind im Prinzip große Registerblöcke wie sie schon im Bild 55 gezeigt wurden. In den Bildern 82 und 83 sind die prinzipielle Systemarchitektur und die Logiksymbole von Halbleiterspeicherschaltkreisen dargestellt.

In der Variante von Bild 82 hat der Speicherschaltkreis 8 Datenaus- und -eingänge. Man bezeichnet einen solchen Speicherschaltkreis als wortorganisierten Speicher.

Über die Adressenleitung $A_1 \cdots A_N$ und den Decoder wird jeweils eine horizontale Registerzeile (Wort) ausgewählt (an Highpegel gelegt). Im Abschn. 3.3. hatten wir gesehen, wie ein solcher Decoder funktioniert (vergl. auch das 2-bit-Beispiel im Bild 43). Aus einem Adressignal mit N bit ($A_1 \cdots A_N$) kann man $n = 2^N$ Zeilen $W_1 \cdots W_n$ (Wortleitungen) auswählen. Die Speicherzellen der ausgewählten Zeile (Wort) werden auf die senkrecht verlaufenden Datenleitungen (Bitleitungen) $B_1 \cdots B_m$ geschaltet und über Schreib/Lese-Verstärker an die Datenbusleitungen $D_1 \cdots D_8$ geführt, über die eine Information eingeschrieben oder ausgelesen werden kann. Mit dem Steuersignal WE (write enable) wird von außen entschieden, ob gelesen (WE = Ø) oder geschrieben (WE = 1) werden soll. Das Signal CE (chip enable) schaltet die Verstärkerausgänge bei CE = 1 auf die Datenbusleitun-

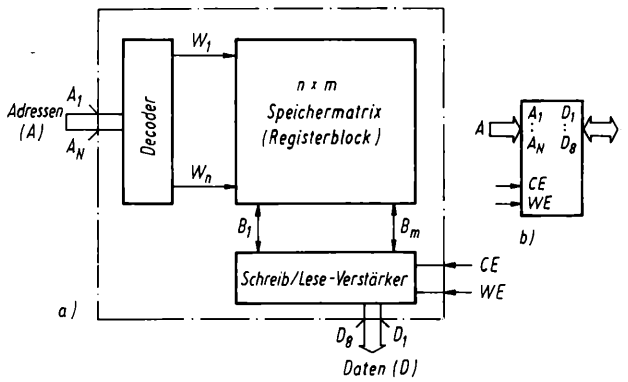
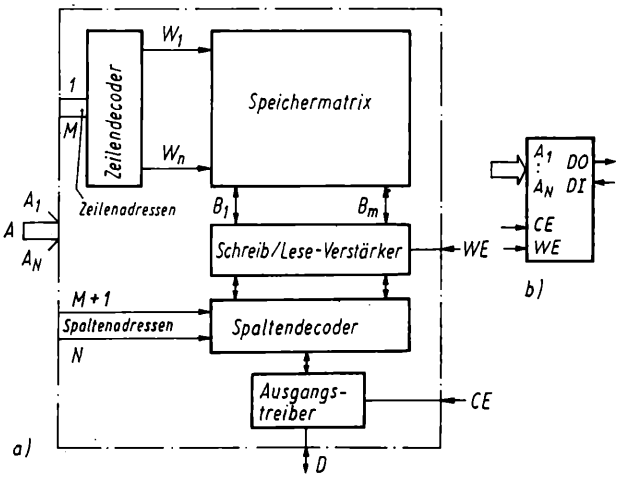


Bild 82. Blockschaltbild eines wortorganisierten Speichers

Bild 83. Blockschaltbild eines bitorganisierten Speichers



[2]) Auch Master Slice Chips genannt.

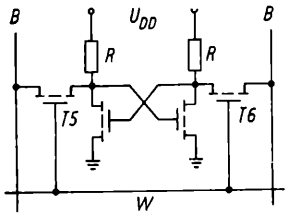


Bild 84. Statische Speicherzelle

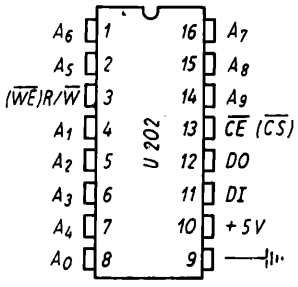


Bild 85. Anschlußbelegung des statischen MOS-Speicherschaltkreises U 202

gen $D_1 \cdots D_8$. Bei CE = Ø werden die Ausgänge abgeschaltet, d.h., die innere Schaltung des Speicherschaltkreises wird von den äußeren Anschlüssen $D_1 \cdots D_8$ völlig abgetrennt (s. auch Ausgangsschaltung im Bild 27).
In der Variante nach Bild 83 wird von den Verstärkerausgängen durch die Spaltenadressen $A_{M+1} \cdots A_N$ nur jeweils ein Ausgang ausgewählt, der nach außen geführt wird (D). Einen solchen Speicher nennt man bitorganisiert.

RAM oder ROM?

Je nach den Speicherzellen, die verwendet werden, unterscheidet man verschiedene Speichertypen:

a) Werden als Speicherzellen Flipflops gemäß Bild 54 oder Bild 84 verwendet, so spricht man von statischen Schreib/Lese-Speichern. Solche Speicher können beliebig gelesen und geschrieben werden, da der Zustand der Flipflops durch Setz (S)- und Rücksetzsignale (R) einfach geändert werden kann. Diese Speicher werden als RAM bezeichnet (RAM random access memory).
Ein Beispiel eines solchen statischen RAM-Speichers ist der Schaltkreis U 202, dessen Anschlußbelegung im Bild 85 gezeigt ist. Dieser Speicher ist ein 1024 × 1-bit (= 1 kbit)-Speicher mit getrennten Datenein- und -ausgängen DI und DO. Der Adreßbus hat die 10 Leitungen $A_0 \cdots A_9$ ($2^{10} = 1024$!). Die Steuersignale WE und CE sind lowaktiv ($\overline{WE}$, $\overline{CE}$). Die Betriebsspannung beträgt 5 V.

b) Werden als Speicherzellen einfach nur Kapazitäten verwendet (z.B. wie in dynamischen Schieberegistern), so spricht man von dynamischen Schreib/Lese-Speichern (dRAM). Die Speicherzelle für diese dRAMs ist im Bild 86 gezeigt. Das eigentliche Speicherelement ist die Kapazität C_S. Es bedeutet z.B.: Kapazität geladen 1, Kapazität nicht geladen Ø.

Die Auswahl (Adressierung) der Speicherzelle erfolgt mit dem Transistor T, dessen Gate durch das Zeilensignal (Wortleitungssignal) W gesteuert wird. Ist W = 1 (Highpegel), so wird die Speicherkapazität C_S an die Bitleitung (Spaltenleitung) B geschaltet.

Bild 86. Dynamische Speicherzelle

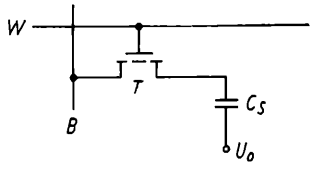


Bild 87. Anschlußbelegung des dynamischen MOS-Speicherschaltkreises U 256

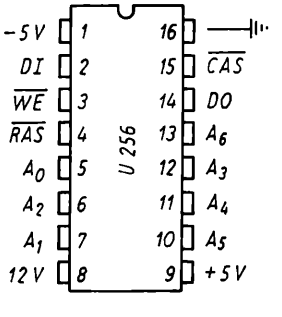
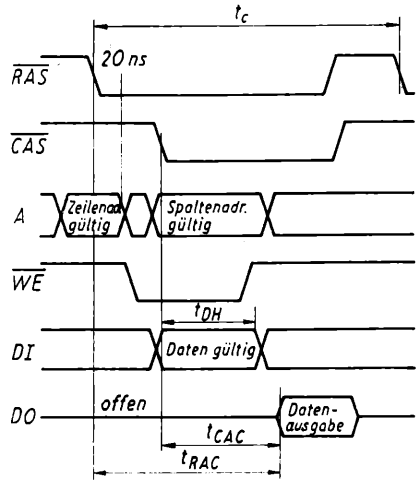


Bild 88
Taktdiagramm des dynamischen MOS-Speicherschaltkreises U 256



Beim Schreiben muß noch das $\overline{WE}$-Signal ($\overline{WE}$ write enable, low aktiv) mit einem Lowpegel aktiviert werden. Dann können über den Dateneingang DI gültige Daten in den Speicher eingelesen werden. Um ein sicheres Schreiben zu ermöglichen, müssen die Eingabedaten eine bestimmte Mindestzeitdauer t_{DH} (data hold time) nach Aktivieren des Spaltenauswahlsignales $\overline{CAS}$ am Eingang stabil bleiben. Solche dynamischen Speicherschaltkreise müssen periodisch aufgefrischt werden. Das erfolgt mit einem Zeilenaufruf $\overline{RAS}$, da jeder Lesevorgang auch gleichzeitig ein Schreibvorgang ist, d.h., beim Lesen werden die Daten gelesen und gleichzeitig erneut in den Speicher eingeschrieben. Bei Aktivieren des $\overline{RAS}$-Signals werden sämtliche Bits (Zellen) einer Zeile gleichzeitig aufgefrischt.

Ein Beispiel eines solchen dynamischen RAM-Speichers ist der Schaltkreis U 256, dessen Anschlußbelegung im Bild 87 und Timingdiagramm im Bild 88 dargestellt sind. Es handelt sich um einen 16384 × 1-bit-Speicher mit getrenntem Datenein- und -ausgang DI und DO. Die Betriebsspannungen sind +5 V, −5 V und +12 V. Der Adreßbus umfaßt die 7 Adressenleitungen $A_0 \cdots A_6$. Die Gesamtadresse, bestehend aus 14 bit ($2^{14} = 16384$!), wird intern aus 2 × 7 bit zusammengesetzt. Mit dem Adreßbus $A = A_0 \cdots A_6$ erfolgt nach Aktivierung des Zeilenauswahlsignals $\overline{RAS}$ mit Lowpegel ($\overline{RAS}$ row address select) der Aufruf einer ganzen Zeile mit vielen (128) Speicherzellen. Anschließend erfolgt nach Aktivierung des Spaltenauswahlsignals $\overline{CAS}$ ($\overline{CAS}$ column address select, low aktiv) die Auswahl nur einer Speicherzelle aus der vorher mit $\overline{RAS}$ aufgerufenen Zeile, so daß nur aus dieser einen Zelle über den Ausgang DO gelesen bzw. über den Eingang DI geschrieben werden kann.
Die Zeit, die nach dem Aktivieren des $\overline{RAS}$-Signals vergeht, bis am Ausgang die Daten beim Lesen ($\overline{WE}$ ist auf Highpegel) gültig werden, ist t_{RAC} und wird Zeilenauswahlzugriffszeit genannt. Die Zeit, die nach dem Aktivieren des $\overline{CAS}$-Signals bis zum Gültigwerden der Ausgangsdaten vergeht, ist t_{CAC} und wird Spaltenauswahlzugriffszeit genannt. Die Gesamtzeit zwischen 2 Aktivierungen des $\overline{RAS}$-Signals ist die Speicherzykluszeit t_c (s. Bild 88).

(Wird fortgesetzt!)

1.5.2. Digital-Analog-Wandlung

Im Bild 6 ist die Decodierschaltung für das 8-bit-PCM-Codewort dargestellt. Bemerkenswert ist, daß diese Schaltung mit dem selben SAR arbeitet, wie der rückgekoppelte Wägecodierer, was bei der Realisierung von Einkanalcodecs als LSI-Schaltung eine große Bedeutung hat, da man dasselbe SAR für Codierung und Decodierung benutzen kann.

Für die eindeutige Decodierung muß das Codewort so aufgebaut sein, daß die Codeelemente eine feste Wertigkeit haben, d.h. dasjenige Bit, das durch Einschaltung des Widerstandes R beim Codierer erzeugt wurde, muß zuerst in das Schieberegister beim Decodierer einlaufen.

Die DA-Umsetzung wird in einem einzigen Schritt (Decodierung) vorgenommen. Nach Abtrennung des Vorzeichenbit (erstes Bit) werden die 7 Elemente des Codewortes nach ihren Wertigkeiten ins Schieberegister eingelesen, an erster Stelle des „most significant bit" (MSB), an letzter Stelle das „least significant bit" (LSB).

Die Synchronisierung leitet aus dem PCM-Codewort den Takt ab und bestimmt die Polarität von U. Nach Einlauf des gesamten Codeworts wird der Schalter *Sch* geschlossen und damit Spannung angelegt. Die Einschaltung der Widerstände R bis 64 R wird durch die Wertigkeit der Codeelemente gesteuert:

1-Signal bewirkt „einschalten",

0-Signal bewirkt „nicht einschalten".

Durch die Summe der Ströme, die durch r fließen, wird eine Spannung erzeugt, die dem Mittelwert des Intervalls entspricht, in dem sich die Abtastspannung U_x befunden hat. Dieses Intervall ist durch das Codewort eindeutig festgelegt.

Bemerkung

Die im Bild 6 dargestellte Prinzipschaltung der Decodierung gewährleistet noch nicht die mehrfach betonte Reproduktion des demodulierten Signals in der Intervallmitte, wie es z.B. durch die großen Punkte im Bild 1 dargestellt ist. Denn, wie betont wurde, wägt sich der Codierer von unten an den abgetasteten Spannungswert U_x heran, und das kleinste Gewicht ist im vorliegenden Beispiel 1/(128 S), also genau ein ganzes Quantisierungsintervall.

Um die Intervallmitte zu reproduzieren, muß man beim Decodierer eine Halbstufenanhebung vornehmen, d.h., es wird von der vom rückgekoppelten Wägecodierer immer realisierten negativen Abweichung aus bei der Decodierung grundsätzlich ein Signal erzeugt, das dem Betrag nach ein halbes Quantisierungsintervall größer ist, als der vom Codierer bestimmte Wert. Diese Halbstufenanhebung ist beim Decodierer leicht durch einen zusätzlichen Widerstand im SAR zu realieren. Die Einschaltung bringt auch keine Zeitprobleme, da ja die Decodierung im Prinzip nur 1/8 der Zeit erfordert, wie die Codierung, nämlich einen Bittakt.

Bei der im Abschn. 2. zu behandelnden linearen 12-bit-Codierung mit Codeumrechnung wird diese Halbstufenanhebung durch ein 13. bit realisiert, das dann ebenfalls in einem linearen DA-Wandler nach Bild 6 verarbeitet werden kann. Die Halbstufenanhebung ist in der CCITT-Empfehlung G711 [7] enthalten. Sie bringt eine Störabstandsverbesserung von etwa 2 dB und beeinträchtigt nicht die gleichzeitige Verwendung des SAR für Coder und Decoder.

(Wird fortgesetzt)

Eingegangen am 20. Oktober 1982 NaA 8967

Literatur

[1] *Langley, G. A.:* The Impact of New Technologies on Telephone Systems. Vortrag MECOM-Conference 1979, Bahrein, April 1979

[2] Proc. of the International Switching Symposium Montreal. Kanada, Montreal Sept. 1981

[3] *Rahmig, G.:* Die Einführung von PCM-Systemen in Fernsprechnetzen. Elektr. Nachrichtenwesen 54 (1979) 2, S. 96–100

[4] *Schweitzer, L.:* Planung von Niederfrequenzübertragungen im Digitalfernsprechnetz und im gemischten Analog-Digital-Netz. telcomreport 2 (1980) 4, S. 261–269

[5] *Kleinau, K.-H.; Köhler, B.:* Das digitale Fernsprechnetz und seine Probleme. Fernmeldetechnik 21 (1981) 3, S. 87–91

[6] *Schweitzer, L.:* Planning aspects of quantising distortion in telephone networks. Telecom. J. 48 (1981) 1, S. 32–36

[7] CCITT-Empfehlung G 711, Orangebuch, Bd. III 2, S. 407

[8] *Hölzler, E.; Holzwarth, H.:* Pulstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1975

[9] CCITT-Studiengruppe XII. Beitrag Nr. 154-E des CCITT-Sekretariats, Juli 1972

[10] *Richards, D. L.:* Distortion of Speech bei Quantising. Electronics Letters 3 (1967) 6, S. 230 u. 231

[11] *Bennett, W. R.:* Spectra of quantised signals. BSTI 27 (1948) 6, S. 446–472

[12] *Cattermole, K.:* Principles of Pulse Codemodulation. London: JLIFFE Books Ltd 1969

[13] *Tröndle, K. H.; Weiß, R.:* Einführung in die Pulscode-Modulation. München, Wien: R. Oldenbourg Verlag 1974

[14] *Thoma, W.:* Digital-Sound-Programme Transmission over 2048 Kbit/s. 3. World Telecommunication Forum. Vortrag 2.4.6., Genf 1979

[15] *Bleickardt, W.:* Der Einfluß der Quantisierung in PCM-Systemen. Dissertation B, ETH Zürich 1963

[16] *Manicke, U.:* Überblick über den internationalen Stand spezieller LSI-Schaltkreise für die PCM-Technik. Nachrichtentechn., Elektron. 31 (1981) 3, S. 91–94

[17] *Seitzer, D.:* Elektronische Analog-Digital-Umsetzer. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1977

Dr. sc. techn. *Dietmar Lochmann*, Institut für Nachrichtentechnik, 1160 Berlin, Edisonstr. 63

UNOS – ein leistungsfähiges floppy-disk-orientiertes Betriebssystem für das Mikrorechnersystem U 880/K 1520

H. Brennenstuhl, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem Institut für Regelungstechnik Berlin

Deskriptoren: Mikrorechner, Betriebssystem, Programmiersprachen, BASIC, PLZ, U 880, K 1520

1. Allgemeines

Das in der DDR z.Z. zum Einsatz kommende Mikrorechnersystem vom Typ U 880/K 1520 sowie zukünftige Entwicklungen auf diesem Gebiet verlangen einen Komplex aufeinander abgestimmter Systemsoftware, die dem Entwickler am Arbeitsplatz zur Verfügung steht. Neben der Basis-Systemsoftware wie Editor, Assembler und Linker gewinnen höhere Programmiersprachen zunehmend an Bedeutung. Sie sind ein wesentliches Rationalisierungsmittel für die Mikrorechnerprogrammierung.

Auch in der Mikrorechentechnik ist der Trend nach immer größeren und leistungsfähigeren Programmsystemen, die unter Steuerung eines Betriebssystems arbeiten, zu erkennen.

Um diesem Trend und den bereits bestehenden Forderungen zu genügen, wurde im Institut für Regelungstechnik Berlin das Basis-Floppy-Operations-System (BFOS) konzipiert und entwickelt. BFOS ist ein modulares hierarchisch aufgebautes Basis-Betriebssystem für Mikrorechnersysteme, die mit der U 880-CPU arbeiten. Es realisiert ein Standard Software-Interface an der Bediener-Kommunikationsschnittstelle (Tastatur, Display, Fernschreiber usw.) und am Massendaten-Speicherinterface $\left(\text{Floppy-Disk } 8'' \text{ oder } 5\frac{1}{4}''\right)$, das die extrem leichte Anpassung an unterschiedliche U 880/K 1520-Hardware-Systeme ermöglicht.

In bezug auf die Leistungsfähigkeit und die prinzipielle Eignung wurden im Laufe der Vorarbeiten verschiedene bekannte Betriebssysteme ausgewertet. Das Ergebnis ist UNOS (universelles Operationssystem); es nutzt ein international weit verbreitetes Software-Interface, das in Verbindung mit dem BFOS allen gestellten Forderungen genügt.

Ein weiterer Ausgangspunkt zur Durchführung dieser Arbeiten waren Überlegungen zur Verbesserung der Softwareportabilität von Betriebssystemen für Mikrorechner-Entwicklungssysteme. Gegenwärtig besteht das Problem darin, daß umfangreiche Softwaresysteme existieren, sie jedoch stets nur unter definierten Umgebungsbedingungen abgearbeitet werden können. Softwareprodukte können als Problemlösungen und nicht als hardwarespezifische Sonderlösung entwickelt werden. Aus diesem Grunde ist es möglich, mit einer streng hierarchischen Softwarestruktur Systemsoftware einem Betriebssystem mit fixiertem Softwareinterface und nicht einem speziellen Rechner zuzuweisen. Dieses streng hierarchische Betriebssystem muß so organisiert sein, daß alle I/0-Prozesse über ein auf den Rechner zugeschnittenes Interfacemodul abgewickelt werden. Damit wird nur durch den Austausch von Modulen der untersten Ebene die Anpassung eines Betriebssystems und damit der zugehörenden Systemsoftware auf den spezifischen Rechner ausgeführt.

Entsprechende Arbeiten laufen seit einiger Zeit in verstärktem Maße sowohl international (z. B. CP/M) als auch in der DDR (z. B. UNIMON). UNOS ist auf dem MRES 20 bzw. auf jedem beliebigen K 1520-Rechner mit Floppy-Disk-Anschluß implementierbar.

Im Bild 1 wird die prinzipielle Struktur eines herkömmlichen und im Bild 2 die des UNOS-Mikrorechnerbetriebssystems dargestellt. Der Systemkern des Mikrorechnerbetriebssystems befindet sich im PROM-Speicher, das Gerät muß unmittelbar nach

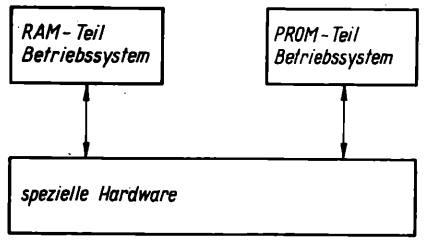


Bild 1
Allgemeine Mikrorechnerbetriebssystemstruktur

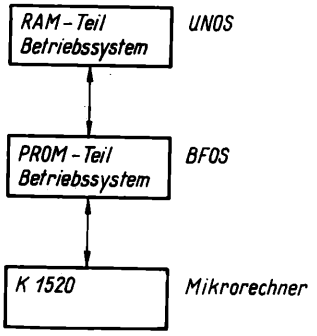


Bild 2
UNOS-Struktur

dem Einschalten seine Dialogbereitschaft anzeigen. Moderne zukunftsoffene Systeme sind so konzipiert, daß sich nur ein kleiner Teil des Betriebssystems auf PROM-Speichern befindet. Über eine PROM-Urlader-Routine kann dann der auf dem Massendatenspeicher ausgelagerte größere Teil des Betriebssystems in den RAM-Speicher des Mikrorechners geladen werden. Diese Teile des Betriebssystems kommunizieren jedoch, je nach Betriebssystem, mehr oder weniger mit der Hardware des Mikrorechners.

Wenn das vom Massendatenspeicher nachzuladende Betriebssystem jedoch so konzipiert wird, daß es hierarchisch über dem im PROM abgelegten Teil des Betriebssystems angeordnet wird und sämtliche Hardwarezugriffe eliminiert werden, so kann man ein hardwareunabhängiges, nur prozessororientiertes Betriebssystem generieren. Diese Möglichkeit besteht, indem die Strukturierung des Systems so vorgenommen wird, daß alle Module, die einen Hardwarezugriff auf die unbedingt notwendige Systemhardware enthalten, als Module der untersten Hierarchieebene im PROM angeordnet werden. Der RAM-orientierte Teil des Betriebssystems konnte somit völlig hardwareunabhängig aufgebaut werden. Die Anpassung erfolgt durch Modifikation der Programme für die Einzelzeicheneingabe und -ausgabe sowie durch die Nutzung einer speziellen Floppy-Anschlußkarte.

Für den Anschluß zusätzlicher Peripherie sind die entsprechenden Driver zu schaffen. Damit ist ein für die Praxis außerordentlich hoher Stand der Softwareportabilität eines Betriebssystems für U 880/K 1520-Systeme erreicht. Das System wurde bis jetzt auf dem MRES 20 A4-Muster sowie mehreren verschiedenen K 1520-Systemen implementiert.

2. Hardware-Voraussetzungen

2.1. Rechentechnische Basis

Als rechentechnische Basis wird das U 880/K 1520-System benutzt. Neben der CPU U 880 wird der PIO U 855, der SIO U 856 und der CTC U 857 genutzt. Das System ist mit 4 Leiterkarten arbeitsfähig:

— ZVE Karte K 2521
— dynamisches RAM Karte 48 K bzw. 64 KByte
— Anschlußsteuerung Bildschirm ABS 7023/7024
— Floppy-Anschlußkarte 4000-0005.

Die ZVE-Karte und die Display-Karte sind Original U 880/K 1520-Karten, während die dynamische RAM-Karte sowie die Floppy-Anschlußkarte im IfR für das U 880/K 1520-System entwickelt wurden.

2.2. Speichervolumen

UNOS ist ein Floppy-Disk-orientiertes Betriebssystem, bei dem nur die I/0-Routinen sowie einige grundsätzliche Programmfunktionen im 3-KByte-PROM auf der ZVE-Karte abgelegt sind. Die RAM-orientierten Teile des Betriebssystems, d. h. das Operationssystem (OS) sowie das DOS (disk operating system) werden beim Systemstart in den RAM geladen. Zur Abarbeitung des UNOS sowie einiger grundsätzlicher Systemkomponenten ist ein minimales Speichervolumen von 32 KByte erforderlich. Der Speicherbedarf liegt für ausgewählte Systemkomponenten bei 64 KByte. Dieses Speichervolumen ist sinnvoll nur durch dynamische RAM-Speicherbauelemente zu realisieren. Im IfR wurden dynamische RAM-Karten mit einer Speicherdichte von 48 KByte und 64 KByte auf der Basis des U 256 entwickelt. Die Speicherkarten sind in 16-K-Blöcken bestückbar. Die 48-K-Karte hat ein quasistatisches Verhalten, die 64-K-Karte ist programmierbar, sie sichert, daß bei gleichzeitiger Nutzung der ZVE-Karte keine Speicherdoppelbelegung erfolgt. Mit diesem Speichervolumen ist die volle Ausnutzung der Leistungsfähigkeit des Systems möglich.

2.3. Massendatenspeicher

Als Massendatenspeicher ist gegenwärtig der Anschluß von maximal 4 Floppy-Disk-Laufwerken des Typs MF 3200 aus Ungarn möglich. Zur Sicherung einer optimalen Arbeitsweise sollten mindestens 2 Laufwerke genutzt werden. Die Laufwerke werden über eine spezielle U 880/K 1520-Anschlußkarte angeschlossen, sie ermöglicht es, unter Nutzung eines SIO U 856 sowohl mit hard- als auch mit softsektorierten Disketten zu arbeiten. UNOS ist auf die Arbeit mit hardsektorierten Disketten zugeschnitten, wobei einer Nutzung der softsektorierten Disketten keine prinzipiellen Schwierigkeiten gegenüberstehen. Hardsektorierte Disketten sind zusätzlich zum Indexloch mit 32 Sektorlöchern versehen, die Sektorlöcher werden zum physischen Erkennen des Sektoranfangs genutzt. Eine hardsektorierte Diskette verfügt somit je Spur über 32 Sektoren und damit je Diskette über $\approx 20\%$ Speichervolumen mehr als eine softsektorierte Diskette. Neben dem Vorteil des wesentlich höheren Speichervolumens werden auch günstigere Zugriffszeiten als bei softsektorierten Disketten erreicht. Softsektorierte Disketten können problemlos in hardsektorierten Disketten modifiziert werden. Unter UNOS arbeitet außerdem ein Driver, der es ermöglicht, wechselseitig Dateien vom UNOS-Format in das MEOS-Format zu konvertieren. Dabei arbeitet ein MF 3200-Laufwerk mit einer hardsektorierten UNOS-Diskette und das zweite Laufwerk mit einer softsektorierten MEOS-Diskette.

2.4. Kommunikationsgerät

UNOS benötigt zur Bedienerkommunikation ein alphanumerisches Dateneingabe- und Datenausgabegerät. An die Gerätetechnik werden aus technischer Sicht keine besonderen Forderungen gestellt; so kann z. B. ein Fernschreiber T 51 als Kommunikationsgerät dienen. Die Forderungen ergeben sich aus den Systemeigenschaften, deren volle Ausnutzung ein Display und eine alphanumerische Tastatur mit vollständigem ISO-Zeichensatz erfordert. Die Auswahl des Displays und der Tastatur ist im Prinzip wahlfrei. Eine vollständige Nutzung der Leistungsfähigkeit des Systems erfordert jedoch einige gerätetechnische Bedingungen. Das Display sollte ein Gerät mit 80 Zeichen je Zeile und 24 Zeilen sein. Diese Forderungen werden z. B. von der ABS 7024 mit den Datensichtgeräten BAB 1, MON 1 oder MON 2 von Robotron erfüllt. Mit Einschränkungen sind diese Datensichtgeräte auch mit der ABS 7023, 64 Zeichen und 16 Zeilen nutzbar. Bei der Ausführung einiger Kommandos erfolgt dann allerdings ein Zeilenüberlauf, so daß die Information nicht systemgerecht ausgegeben wird.

3. Struktur des Betriebssystems

Das universelle Operationssystem ist streng hierarchisch aufgebaut. Alle direkten Zugriffe des OS und des DOS auf die Floppy-Disk-Laufwerke, die Tastatur und das Display werden softwaremäßig über Programmstrukturen im BFOS realisiert. Zusätzliche I/O-Programme, z. B. für Drucker, EPROM-Programmer usf., werden nach entsprechenden Regeln entwickelt und in das logische Gerätekonzept des UNOS eingebunden. Sie können problemlos einer speziellen Hardware angepaßt werden. In keinem Fall erfolgt jedoch direkt durch das OS bzw. das DOS ein Hardwarezugriff. UNOS besteht aus drei Softwarekomplexen, dem PROM-orientierten BFOS und dem RAM-orientierten OS und DOS.

3.1. BFOS-PROM

3.1.1. Aufbau

Im PROM sind im wesentlichen die folgenden Module enthalten: Initialisierungsteil, Urlader für das OS und DOS, Kommandointerpreter, Monitorroutinen, BPCON (Basis PROM Console Driver), Disk (Floppy Disk Driver).
Diese Module sind in dem PROM-Speicher auf der ZVE-Karte K 2521 enshalten.

— Initialisierungsteil, Urlader und Kommandointerpreter
Die Adresse 0 wird bei Programmneustart durchlaufen. Nach der Abarbeitung von Testroutinen wird die Adresse 8 als Eintrittspunkt genutzt. Handelt es sich um einen Neustart, erfolgen die Aktivitäten
— Blocktransfer von Variablen in den RAM
— Ausgabe des Zeichens '>' als Eingabeanforderung.

Die Eingabe eines Carriage Return (CR) bzw. der Zeichenfolge OS bewirkt die Abarbeitung der Urlader Routine und damit das Einlesen und den Start des OS und DOS. Der Kommandointerpreter wird bei Eingabe eines anderen Zeichens angesprungen, das Zeichen wird ausgewertet und die entsprechende Routine abgearbeitet.

— Monitorroutinen
Die Monitorfunktionen enthalten alle erforderlichen statischen und dynamischen Routinen zum Softwaretest.
— BPCON

BPCON ist der Consol-Driver des BFOS-Teils. Er realisiert den Dialog für die Monitorfunktionen des PROM-Teils. Die I/O-Funktionen werden auf Programme zur Einzelzeicheneingabe und -ausgabe zurückgeführt, diese Programme werden auch vom OS genutzt.

— Puffer-Organisation
Im RAM der ZVE ist sowohl ein Input- als auch ein Output-Puffer vorhanden. Die Organisation ist jedoch so aufgebaut, daß die Lage der Puffer im RAM wahlfrei ist. Das wird durch die Definition von zwei Pointern auf fixierten RAM-Adressen erreicht. Der INPTR zeigt auf das nächste auszuwertende Zeichen in einem Eingabepuffer, der OUTPTR zeigt auf den nächsten freien Platz eines Ausgabepuffers. Als Endekennung wird das Zeichen (CR) genutzt. Dieses Verfahren ermöglicht die wahlfreie Nutzung von beliebigen Speicherbereichen als Puffer.

— Parametervektor
Die Parameterübergabe zwischen UNOS und den I/O-Drivern erfolgt über Parametervektoren auf die das IY-Register zeigt. In den Parametervektoren sind alle zur Ausführung der geforderten Aktion erforderlichen Informationen enthalten.

— DISK
DISK ist der Basis Floppy Driver des UNOS. Er realisiert das Lesen und Schreiben von Records auf hardsektorierten Disketten. Records sind Datensätze in unmittelbar aufeinander folgenden Sektoren. Der Driver realisiert die Ansteuerung von maximal 4 Laufwerken und ist auf die bereits erwähnte Floppy-Anschlußsteuerung zugeschnitten. Die Arbeitsweise erfolgt interruptgesteuert, sie ermöglicht eine zeitgeteilte Betriebsweise.

3.2. OS

Das OS unterstützt die Entwicklung von Anwenderprogrammen für Mikrorechner. Es zeichnet sich insbesondere durch seine außerordentliche Flexibilität auf dem Gebiet der I/O-Zuweisungen aus. Das OS ist auf die Zusammenarbeit mit dem Disk-Operationssystem abgestimmt. Für alle I/O-Prozesse werden spezielle Module, die im OS als Device bezeichnet werden, genutzt. Zur Standard-Peripherie werden die Device dem OS fest zugeordnet, wie z. B. das DOS als wichtigstes Device. Für den Verkehr mit dem Display und der Tastatur dient ein ebenfalls fest im Betriebssystem integriertes Device CON. Die eigentlichen Datenströme laufen über UNITs, die den jeweiligen Devices zugeordnet sind.
So werden z. B. vom Betriebssystem Daten auf die UNIT 2 ausgegeben. Der UNIT 2 ist in der Initialisierungsphase des OS Device CON zugeordnet worden, damit erscheint der Datenstrom auf dem Display. Durch eine Redefinition der UNIT 2 kann dieser Datenstrom auch auf ein anderes Device und somit auf ein anderes Gerät, z. B. einen Drucker, ausgegeben werden.
Neben dieser I/O-Flexibilität verfügt das OS über eine selbsttätige adaptive Speicherplatzverwaltung (Memory Management), die ohne Systemänderungen die Lauffähigkeit des Betriebssystems auf Speichergrößen zwischen 32 KByte und 64 KByte ermöglicht. Während der OS-Initialisierung wird eine spezielle Kommandodatei abgearbeitet. Sie steht dem Anwender für die Ausführung gewünschter Systemaktionen zur Verfügung. Es kann z. B. das Laden spezieller Systemprogramme, die Ausgabe von Programmmeldungen usw. vereinbart werden.

3.3. DOS

Das Disk-Operationssystem steuert die Organisation und Anordnung von Dateien auf der Diskette. Die grundsätzliche Struktur mit der das DOS arbeitet ist die Datei, sie enthält 0 oder mehr zusammengehörende Sektoren. Jede Datei kann durch Zusätze spezifiziert werden, so z. B. write protected, erase protected, secret.
Es gibt vier Typen von Dateien:
— Prozedur-Dateien können direkt abgearbeitet werden
— ASCII-Dateien bestehen aus ISO-Zeichen, z. B. Quellendateien
— Binary-Dateien enthalten nichtspezifizierte Daten
— Directory-Datei enthält das Inhaltsverzeichnis der Diskette.

Zur Verkürzung der Zugriffszeiten werden Sektoren zu Records zusammengefaßt. Diese Records können aus 1, 2, 4, 8, 16 und 32 Sektoren zu 128 Bytes bestehen, sie werden in einem Lese- oder Schreibzyklus zusammenhängend bearbeitet. Das DOS ermöglicht durch eine Sektorverwaltung und ein Pointersystem zwischen den Aufzeichnungen eine ungeordnete Anordnung der Aufzeichnungen auf der Diskette. Die Datei wird an freien Stellen der Diskette abgelegt. Durch das Pointersystem und die Sektorverwaltung ist es möglich, Dateien zu streichen und den frei gewordenen Speicherplatz sofort, d. h. ohne Disk-Kondenslauf, zu nutzen.

3.4. Kommandos

Das Betriebssystem kennt interne und externe Kommandos. Die internen Kommandos sind fest im OS implementiert. Die externen Kommandos sind Namen von Procedure Files, ihre Anzahl ist nur durch die Namenskonventionen des UNOS begrenzt. Bei der Kommandoeingabe wird zuerst geprüft, ob es sich um einen

internen Namen handelt; ist das nicht der Fall, erfolgt eine Suche in den Directorys der Disketten. Im folgenden wird der Inhalt einiger Kommandos aufgezeigt:
— Interne Kommandos (Auswahl)
Übergang in den PROM-Teil zur Ausführung von Monitorroutinen
Initialisierung von Devices
Ausführung von geladenen Procedure Files
Ausführung von Rechnungen in den 4 Grundrechenarten (Hexadezimal)
— Externe Kommandos (Auswahl)
Kopieren von Dateien und Disketten, Vergleich von Dateien, Umbenennung von Dateien, Eingabe des aktuellen Datums zur Dateiverwaltung, Anzeige des verfügbaren RAM-Bereichs, Abarbeitung von Kommando-Dateien, Ausgabe des Inhalts von Procedure-Dateien, Ausgabe der wesentlichen Dateiinformationen, Ausgabe des Inhaltsverzeichnisses der Diskette, Eingabe von Properties zur Spezifikation der Datei, Ausgabe des Diskettenstatus, Formatisieren von Disketten.

4. Systemsoftware

Neben dem eigentlichen Betriebssystem kann umfangreiche Systemsoftware genutzt werden. Die Systemsoftware enthält die direkten Arbeitsmittel zur Quellenerarbeitung und zur Programmierung der Mikroprozessoren. Im Bild 3 wird ein Überblick der Software des Betriebssystems und der Systemsoftware gegeben.

4.1. Allgemeine Systemsoftware

4.1.1. Editor

Der Editor ist ein leistungsfähiges Softwarepaket zur Programmerstellung und -korrektur, er ist zeilenorientiert mit der Möglichkeit zur Zeichenketten- und Textverarbeitung. Die Möglichkeiten des UNOS ermöglichen es, ISO-Dateien beliebiger Größe zu editieren. Der Editor arbeitet entsprechend dem vorhandenen Speichervolumen mit unterschiedlich großen Datenblöcken. Diese Datenblöcke werden automatisch in den RAM gelesen und können dann bearbeitet werden. Durch diese Arbeitsweise ist ein sehr schnelles Editieren möglich. Der Editor kann benutzt werden, um eine neue ISO-Datei zu eröffnen oder eine bereits existierende zu modifizieren.
— Wird ein Dateiname angegeben, der in den Directorys nicht existiert, eröffnet der Editor eine neue Datei mit dem angegebenen Namen.
— Existiert der angegebene Name, wird eine Backup-Datei (Kopie der Datei erhält denselben Namen mit dem Zusatz OLD) hergestellt, bevor die angegebene Datei modifiziert werden kann. Bei jedem weiteren Editiervorgang wird dann stets die Backup-Datei erneuert.

Der Editiervorgang wird durch 24 leistungsfähige Kommandos unterstützt. So kann der Nutzer aus der momentan bearbeiteten Datei Teile als selbständige Datei auslagern bzw. andere Dateien an beliebigen Stellen einfügen. Damit ist es möglich, problemlos Dateien zusammenzufügen bzw. Teile einer Datei mehrfach zu nutzen. Weiterhin kann die Arbeitsweise des Editors durch einige Optionen spezifiziert werden, so ist es z.B. möglich, daß Anlegen der Backup-Datei zu unterbinden.

4.1.2. Makroprozessor

Der Makroprozessor ist ein Software-Preprozessor zur Erstellung neuer bzw. Erweiterung vorhandener Sprachkonzepte. Der Anwender ist in der Lage, durch eine wahlfreie Notation Eingabeströme einer bestimmten Folge Ausgabeströme zuzuordnen. Diese Ausgabezeichen können wiederum Eingabezeichen beliebiger Systemsoftware, z.B. des Assemblers sein. Somit ist der Anwender in der Lage, Spracherweiterungen oder völlig neue Sprachen, z.B. spezielle Prüfsprachen, zu schaffen.

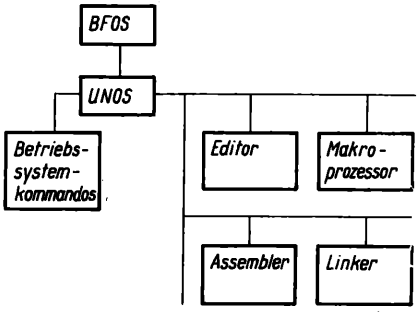


Bild 3
UNOS-Systemsoftware

4.1.3. File Debug

Das Softwarepaket File Debug dient zur Reparatur zerstörter Dateien. Die Arbeit mit Disketten bringt eine Reihe neuer Fehlermöglichkeiten mit sich, für die es erforderlich ist, ein leistungsfähiges Softwarewerkzeug zu haben. Der File Debuger realisiert die folgenden Funktionen:
— Lesen und Schreiben von Records
— Lokalisation von Dateien im Inhaltsverzeichnis
— Suchlauf durch eine Datei bis das Ende der Datei oder ein Fehler erreicht ist
— Suchen von Sektorinhalten nach vorzugebendem Muster.

4.2. U-880-Systemsoftware

4.2.1. U-880-Assembler

Der verschiebbare Assembler überführt eine U-880-Mnemonics enthaltende Quelldatei in eine Objektdatei. Die Quelldatei wird in zwei Durchläufen erarbeitet, im 1. Durchlauf werden Befehle identifiziert, Operandenkombinationen getestet, Werte von Symbolen definiert und eine Zwischendatei auf die Diskette geschrieben. Während des 2. Durchlaufs wird dann die Objektdatei und bei Bedarf die Listingdatei erzeugt. Die Objektdatei ist vom Typ Binary; sie wird erst durch den Linker in eine abarbeitungsfähige Datei überführt. In der Listingdatei sind der assemblierte Code, die Quelldatei und die Zeilennummern enthalten. Eine Cross-Referenzdatei kann in einem 3. Durchlauf erzeugt werden. Sie enthält in geordneter Form sämtliche Marken, die Adressen unter denen sie genutzt werden sowie die entsprechende Zeilennummer. Durch die Nutzung von Spezifikationsmöglichkeiten des Assemblers kann die Anwendungsbreite wesentlich erhöht werden. Im folgenden wird eine Auswahl dieser Möglichkeiten vorgestellt:
— Optionen
— Erstellung von absolutem Objektcode.
Der Speicherbereich in dem die Programme arbeiten sollen, steht vor der Assemblierung fest. Er ist durch ORG Anweisungen spezifiziert, oder er wird von 0 beginnend belegt.
— Erstellung von verschiebbarem Objektcode
Der Speicherbereich in dem die Programme arbeiten, wird erst mit dem Linker festgeschrieben. Verschiebbarer Objektcode zeichnet sich dadurch aus, daß die Objektmodule auf beliebigen Speicherbereichen abgearbeitet werden können. Die verschiebbare Assemblierung ermöglicht eine echte Bausteinprogrammierung, da fertige Module aus einer Bibliothek ohne irgend eine Änderung zusammengebunden werden können. Weiterhin ermöglicht sie eine volle Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Speicherplatzes durch die Möglichkeit einer lückenlosen Anordnung von Modulen.
— Pseudo Operationen
Die Verbindung zwischen Modulen wird durch zwei Pseudo Operationen realisiert. Mit diesen Vereinbarungen wird der Definitionsbereich von Namen festgelegt.
— Global
Mit Global vereinbarte Namen werden in dem jeweiligen Modul definiert und stehen auch anderen Modulen zum Zugriff offen.
— External
Wird in einem Modul auf Namen zugegriffen, die in einem anderen Modul als Global vereinbart sind, so müssen sie mit External vereinbart werden.
— Bedingte Assemblierung
In Abhängigkeit vom Wahrheitswert eines Ausdrucks kann die Assemblierung von Teilen der Quelldatei unterbunden werden.
— Makros
Makros ermöglichen die Definition eigener Opcodes bzw. die Redefinition existierender Opcodes. Das Makro ist ein Text der bei seinem Aufruf in den Quellenstrom während der Assemblierung eingefügt wird. Makros können rekursiv sein.
— Assembler Steueranweisungen
— Include Assemblierung.
In der Quelldatei können Anweisungen zur Einbeziehung anderer Quelldateien in die Objekt- und Listingdatei angegeben werden. Damit ist es möglich, bestehende Quelldateien problemlos in andere Quelldateien einzubeziehen.

4.2.2. U-880-Linker

Der Linker verarbeitet ein oder mehrere, durch den Assembler und/oder Compiler bzw. Interpreter erstellte Objektdateien zu abarbeitungsfähigen Maschinenprogrammen. Er gibt ein einziges Programm als Prozedurdatei aus. Die Realisierung der Verbindungen zwischen den Modulen sowie die Adressenfestlegung wird durchgeführt. Weiterhin sind die folgenden Spezifikationen des Linkers möglich:

— Die Prozedurdatei kann wahlweise mit 128, 256, 512 oder 1024 Bytes hergestellt werden, sie kann aus maximal 15 Segmenten bestehen.

— Absolute und verschiebbare Module können gelinkt werden.

— Verschiebbaren Modulen kann eine feste Adresse zugewiesen werden, sie können aber auch lückenlos aneinander gelinkt werden.

— Die Übereinstimmung der External- und Global-Definitionen wird geprüft.

— Link only Module können genutzt werden, d.h., nur die Adreßverbindungen der Objektdateien werden einbezogen.

4.2.3. Höhere Programmiersprachen

4.2.3.1. BASIC

BASIC ist eine problemorientierte höhere Programmiersprache, die mit wenigen, leicht erlernbaren Vokabeln auskommt. Für das vorliegende BASIC existieren zwei Versionen, die sich in ihrer Arithmetik unterscheiden:

— BASIC

Diese Version arbeitet mit einem BCD-Arithmetikpaket und realisiert damit eine Genauigkeit von 13 Dezimalstellen.

— BINBASIC

Das binäre Arithmetikpaket realisiert eine Genauigkeit von 7 Dezimalstellen.

Beide Versionen arbeiten mit Gleitkommadarstellung. Das BASIC zeichnet sich insbesondere durch die Möglichkeit der Zeichenketten und Feldverarbeitung aus. Die Nutzung eines Druckers oder eines anderen Peripheriegerätes zu Eingabe- oder Ausgabezwecken ist möglich. In BASIC-Programme können Assemblerprogramme einbezogen und gemeinsam unter Steuerung des Interpreters abgearbeitet werden.

4.2.3.2. PLZ

Die höhere Programmiersprache PLZ ist nach [12] ein leistungsfähiges Softwarepaket zur Herstellung von System- und Anwendersoftware. Sie ist an PASCAL, ALGOL und PL/1 angelehnt. Gegenwärtig besteht die PLZ-Sprachfamilie aus den Teilen PLZ/SYS und PLZ/ASM. Beide Teile haben einen gemeinsamen syntaktischen Kern, sind jedoch für unterschiedliche Anwendungsfälle geeignet. Bild 4 stellt die Verbindung zwischen den beiden Teilen dar.

— PLZ/SYS

PLZ/SYS ist eine höhere prozedurorientierte Programmiersprache, die alle Elemente des PLZ enthält. Der PLZ/SYS-Compiler erzeugt aus der PLZ/SYS-Quelldatei einen Zwischencode und Listing.

— PLZCG

Der Code Generator überführt den Zwischencode in eine Assembler-Quelldatei, das dann mit dem Assembler weiter übersetzt werden kann.

— ZINTERP

Der Interpreter ermöglicht die interpretative Abarbeitung der durch den Compiler erzeugten Objektdatei.

— PLINK

Mit dem Linker können sowohl Objektdateien als auch Zwischencode-Dateien gelinkt werden.

— PLZ/ASM

Der PLZ/ASM-Übersetzer ermöglicht die Benutzung von Teilen des PLZ/SYS in Verbindung mit der Assemblersprache. Die PLZ/ASM-Elemente sind eine Untermenge der PLZ/SYS-Elemente.

— PLZ. IO

Das PLZ. IO ist ein Satz von Standard I/O Drivern, die auf die I/O-Schnittstelle des Systems zugeschnitten sind.

— PLZ. MATH

Dieses Softwarepaket realisiert mathematische Operationen innerhalb des PLZ, z.B. Multiplikation, Division und Zugriff auf mehrdimensionale Felder.

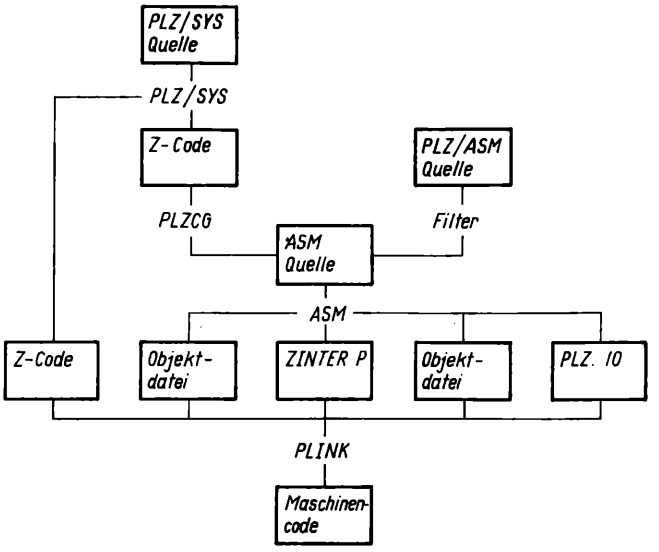


Bild 4. PLZ Sprachfamilie

4.2.3.3. FORTRAN

FORTRAN ist eine höhere Programmiersprache, die besonders zur Lösung wissenschaftlich-technischer Probleme geeignet ist. Die Syntax entspricht einer FORTRAN-IV-Version. Der Compiler ermöglicht die Übersetzung von Quelldateien sowie die interpretative Abarbeitung eines Zwischencodes. Dieser Code wird dann durch einen speziellen Linker zu einer Prozedurdatei weiterverarbeitet bzw. interpretativ abgearbeitet. Für die Realisierung der I/O-Prozesse steht eine Reihe von Standard-Programmen zur Verfügung.

5. Ausblick

Das Betriebssystem UNOS ist auf Grund seiner modularen Struktur und seiner Leistungsfähigkeit jederzeit erweiterungsfähig. Das Interface-Konzept ist offen und ermöglicht eine problemlose Erweiterung des aufgezeigten Leistungsumfangs. So kann die Systemsoftware um Softwarepakete für den U 880 aber auch für zukünftige Mikroprozessorsysteme sowie allgemeine Systemsoftwarepakete erweitert werden. Gegenwärtig liegt eine Version 2 des Betriebssystems UNOS vor. Die Arbeiten an einer Version 3 haben bereits begonnen. In dieser Version wird UNOS zu einem multitaskfähigen Mikrorechnerbetriebssystem erweitert. Damit können dann parallel zur Entwicklung von Mikrorechnerprogrammen die peripheren Geräte, z.B. Drucker, Lochbandtechnik usw., voll genutzt werden. UNOS führt diese Arbeiten dann im Hintergrund aus und ermöglicht die parallele Nutzung von Systemkomponenten mit einem maximalen Speicherbedarf von 48 KByte.

Eingegangen am 21. Mai 1982 NaA 8965

Literatur

[1] *Blohmeyer-Bartenstein, H. P.:* Microcomputertechnik. München: W. Hofacker-Verlag GmbH 1977

[2] *Colin, A. J. T.:* Betriebssysteme. Leipzig: BSB B. G. Teubner-Verlagsges. 1973

[3] Mikrorechner ROBOTRON K 1520, Betriebsdokumentation. Zella-Mehlis: VEB Robotron-Elektronik 1978

[4] *Classen, L.:* Programmierung des Mikroprozessorsystems U 880 — K 1520. Reihe Automatisierungstechnik. Bd. 192. Berlin: VEB Verlag Technik 1981

[5] An introduktion to CP/M features and facilities. Firmenschrift Digital Research 1978

[6] *Künzel, O.; Pieper, F.:* Betriebssysteme für Mikrocomputer. Elektron. Rechenanlagen 20 (1978) 4, S. 157—169

[7] *Oefler, U.; Classen, L.:* Mikroprozessorbetriebssysteme — Problemorientierte Programmierung U 880 (K 1520). Reihe Automatisierungstechnik. Bd. 201. Berlin: VEB Verlag Technik 1982

[8] *Hemenway, J.; Kotelly, G.:* Microcomputer operating systems directory. EDN 13 (1980) 5, S. 275—338

[9] *Stuhlmüller, P.:* Aufgaben eines Betriebssystems. Elektronik 30 (1981) 2, S. 59—63

[10] *Müller, R.:* Prinzip und Arbeitsweise von Floppy-Disk-Speichern. Elektronik 27 (1978) 6, S. 57—62

[11] *Wettstein, H.:* Aufbau und Struktur von Betriebssystemen. München, Wien: Carl Hanser Verlag 1978

[12] *Snook, I.*, u.a.: Report on the Programming Language PLZ/SYS. New York Springer-Verlag 1978

Dipl.-Ing. *Heinz Brennenstuhl*, Institut für Regelungstechnik, 1055 Berlin, Storkower Str. 101

Möglichkeiten eines digitalen Duplexbetriebes auf Teilnehmerleitungen

G. Witzschel, KDT, Karl-Marx-Stadt

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Digitaler Telefoniekanal; Zeitmultiplex; Anschlußleitung

Mit dem Aufkommen der ersten CCITT-gerechten integrierten Einkanal-Codecs (z.B. INTEL 2911 [1]) für analoge Telefoniesignale ist das weitere Vordringen der Digitaltechnik auch in die Ausläufernetze von Ortsvermittlungen bis hin zum Teilnehmerapparat sowohl technisch als auch ökonomisch diskussionsfähig geworden [2] [11]. Die Vorteile der Wandlung des analogen Telefoniesignals in eine Folge binärer 8-bit-Codeworte der Periodizität von 125 µs (das entspricht einer Abtastrate von 8 kHz) bereits beim Teilnehmer sind offenkundig. Neben der Möglichkeit, die i. allg. nur schwach ausgelasteten Anschlußleitungen ohne Neuinstallationen im Kabelnetz auch für Teilnehmer-Datendienste bis zu Übertragungsraten von 64 kbit/s nutzen zu können, wird dann vor allem auch der vorgeschobene Einsatz von digitalen Verkehrskonzentratoren und Multiplexern zur effektiveren Auslastung vorhandener Leitungen der unteren Netzebene interessant. Vor einer konkreten technischen Realisierung ist die Lösung folgender Teilaufgaben erforderlich:

— die Richtungstrennung; d.h. die schaltungstechnische Bewältigung des Überganges von Vierdraht- auf Zweidrahtbetrieb
— die Signalisation d.h. die Organisation der Übertragung spezieller Steuer- und Signalinformationen (z.B. Verbindungswunsch, Ruf, Wahlinformationen, Gerätesteuerung, Quittungssignale)
— die Synchronisation (Taktfrequenz, Rahmen, Überrahmen)
— die Umcodierung; d.h. die Auswahl und Anwendung eines geeigneten Leitungscodes sowie
— die Fernspeisung und der Schutz gegen Starkstrombeeinflussung.

Kernproblem und für die Übertragungsprozedur von zentraler Bedeutung ist dabei die Wahl des Prinzips der Richtungstrennung. Nachfolgend wird kurz auf die generellen Möglichkeiten eingegangen und daraus ein der gegenwärtigen technologischen Basis adäquates Systemkonzept abgeleitet. Der zweite Teil ist insbesondere einer begründeten Abschätzung der zu erreichenden Betriebskennwerte gewidmet.

1. Methoden der Richtungstrennung

Generell stehen dem Übertragungstechniker drei Verfahren zur Verfügung, nämlich die Anwendung von

a) Frequenzweichen (dabei müssen kommende und gehende Leitung in unterschiedlichen Frequenzlagen arbeiten, es handelt sich also um einen Frequenzmultiplexbetrieb)

b) Zeitschaltern (dabei wird in ständigem Wechsel der Übertragungsweg einmal auf den kommenden und einmal auf den gehenden Zweig geschaltet, was praktisch einem Zeitmultiplexbetrieb entspricht) oder

c) Gabelschaltungen (deren Rückflußdämpfung durch eine Kompensationsanordnung im kommenden Zweig verbessert wird).

Frequenzweichen sind die klassisch fernmeldetechnische Lösung des Problems (breite Anwendung z.B. bei TF-Zweidrahtverbindungen nach dem Getrenntlageverfahren) und kommen infolge der (gegenwärtig) nicht möglichen digitalen Realisierung der erforderlichen Bandfilter nicht in Betracht. Auch der Versuch eines sog. digitalen Frequenzmultiplex nach [3] kommt ohne konventionelles Analogfilter (Hochpaß für 240 kHz) nicht aus und soll hier nicht näher untersucht werden.

1.1. Zeitgeteilter Duplexbetrieb

Das Grundprinzip ist unter Berücksichtigung aller übrigen zu realisierenden Funktionen als Blockschema in Bild 1 dargestellt. Ein Telefonie-Codec sowie andere digitale Endeinrichtungen sollen durch einen Steuerbus und die kommende sowie die gehende serielle Datensammelleitung mit der Steuerung (in einfachster Version nicht mehr als eine Takterzeugung) und einem Sende-Empfangs-Register (Schieberegister zum Formieren und Auflösen der Datenformate) verbunden sein. Sender-Empfänger-Baugruppen besorgen die leitungsspezifischen Aufgaben (Umcodieren, Pegelanpassen, Entzerren), während ein spezieller Signalumsetzer für den Austausch telefonietypischer Signale vorgesehen ist. Ein zugehöriges Ablaufdiagramm ist in Bild 2 dargestellt. Als Datenquelle für die gehende Leitung wurde das Approximationsregister AR und als Datensenke für die kommende Leitung das Inputregister IR eines Codec angenommen. Wird der Senderahmen FS_X der amtsseitigen Einrichtung als

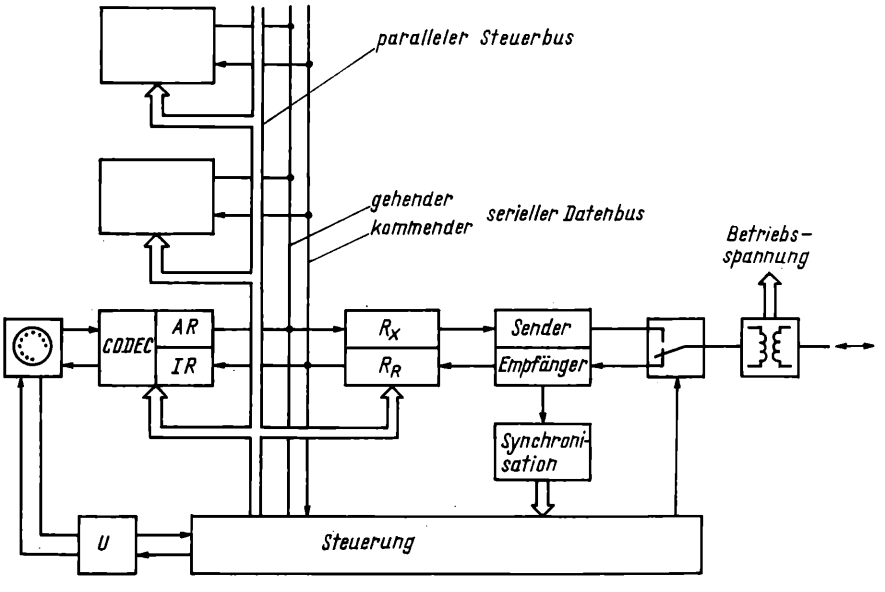


Bild 1. Zeitgeteiltes digitales Duplexübertragungssystem
AR Approximationsregister; IR Inputregister; R_X Senderegister; R_R Empfangsregister; U Signalumsetzer

Bezugsgröße für die Rahmensynchronisation der Teilnehmereinrichtung vorausgesetzt, dann muß jeder Sende-Empfangs-Zyklus durch die zentrale Baugruppe eingeleitet werden. Nach einer leitungslängenabhängigen Signalverzögerung τ läuft die gesendete Codegruppe (auch burst genannt) in das Empfangsregister R_R des Teilnehmers ein. Nach einem festen Zeitabschnitt

$$T_E = \frac{m}{v} + t_E \tag{1}$$

mit m Anzahl der Bit der übertragenen Codegruppe, v Übertragungsgeschwindigkeit auf der Leitung, t_E Schutzintervall, wird der Zeitschalter für die Dauer $T_S = T_E$ auf Senden gesteuert und eine Codegruppe aus dem Senderegister R_X mit der Geschwindigkeit des Leitungstaktes ausgelesen.
Es ist offensichtlich, daß der Empfangsrahmen FS_R der Amtsseite nicht aus dessen Senderahmen abgeleitet werden kann, sondern in Abhängigkeit aller Signallaufzeiten gleitend sein muß, d.h. durch den Senderahmen des Teilnehmers synchronisiert wird. Prinzipbedingt ist weiterhin, daß ein Gesamtzyklus innerhalb eines Zeitintervalls

$$i \cdot T_0 > 2\left(\tau + \frac{m}{v} + t_E\right) \tag{2}$$

mit $T_0 = 125\,\mu s$ Abtastperiode des standardisierten Telefoniesignals, i Anzahl der zu einem Paket zusammengefaßten 8-bit-Datenworte, beendet sein muß. Charakteristisch für dieses Konzept ist, abgesehen von den rein fernmeldetechnischen Aufgaben, die Realisierung durch elementare binäre Operationen wie Zählen, Speichern, Decodieren, was eine praktische Lösung mit der gegenwärtig verfügbaren technologischen Basis gewährleistet. Die höchste zu erwartende systeminterne Taktfrequenz z.B. wird mit 2048 kHz der Bittakt des Codecs sein. Es überrascht daher nicht, wenn in der Literatur bereits über Experimentalsysteme auf dieser Grundlage berichtet wurde [2] [4].

1.2. Kompensationsprinzip

Die Anwendung von Gabelschaltungen zur Trennung von Übertragungsrichtungen ist ebenfalls eine der klassischen Lösungen des Problems in der analogen Übertragungstechnik (z.B. angewendet beim sog. Zweidraht-Verstärker) und setzt für das interessierende Frequenzband das Vorhandensein eines Symmetrieübertragers und eines (längenabhängigen) Leitungsnachbildes in Form eines Zweipols voraus [5]. Dieses wenig integrationsfreundliche Schaltungsprinzip kann unter Beibehaltung seiner Wirkungsweise (nämlich die Überlagerung von Hin- und Rückrichtung in Basisbandlage auf der Leitung) durch Verbessern der geringen Rückflußdämpfung

$$a_{RF} = \ln \frac{1}{|\underline{G}_{13}|} + \frac{1}{2} \ln \frac{R_3}{R_1} \tag{3}$$

wobei

$$\underline{G}_{13} = \frac{\underline{U}_3}{\frac{\underline{U}_1}{2}} . \tag{4}$$

einer bewußt einfach gehaltenen „Kompromiß-Gabel" unter Zuhilfenahme einer auf die kommende Leitung wirkenden Kompensationsschaltung (Bild 3) umgangen werden. Der Grundgedanke ist leicht erkennbar; mit jedem Impuls auf der gehenden Leitung wird durch eine Impulsformerschaltung ein Signal erzeugt, das die unerwünschten Rückwirkungen des Sendesignals auf den Empfängereingang kompensiert. Diese Impulsformerschaltung kann als nichtrekursives Digitalfilter realisiert werden [6] [7], und dadurch wird eine solche Lösung für die Schaltungsintegration interessant. Dabei handelt es sich offensichtlich um eine spezifische Anwendung des Prinzips des Echoentzerrers. Da die zu kompensierende Rückwirkung des Sendesignals auf den Empfängereingang quantitativ wesentlich auch vom typen- und längenabhängigen Kabeleingangswiderstand bestimmt wird, muß die digitale Filterstruktur eine automatische Koeffizientenanpassung ermöglichen, d.h. adaptives Verhalten bezüglich veränderter Leitungseigenschaften haben.
Die zu realisierenden digitalen Grundfunktionen sind in erster Linie durch binäre Additionen und Multiplikationen charakterisiert und begrenzen die resultierende Verarbeitungsgeschwindigkeit des Echoentzerrers erheblich. Bei praktisch ausgeführten Systemen sind gegenwärtig Eingangsbitraten bis zu 20 kbit/s (bei 2,5 MHz interner Taktfrequenz) realistisch [7]. Andere Autoren berichten über durch Rechnersimulation gewonnene Ergebnisse [6]. Da beim digitalen Fernsprechteilnehmeranschluß Bitraten von mindestens 64 kbit/s die untere Grenze sind, ist eine praktische Anwendung das Kompensationsprinzip gegenwärtig nicht möglich. Verfahren zur redundanzarmen Übertragung des Telefoniesignals durch digitale Signalverarbeitung vor der Übertragung [8] sollen hier nicht berücksichtigt werden.

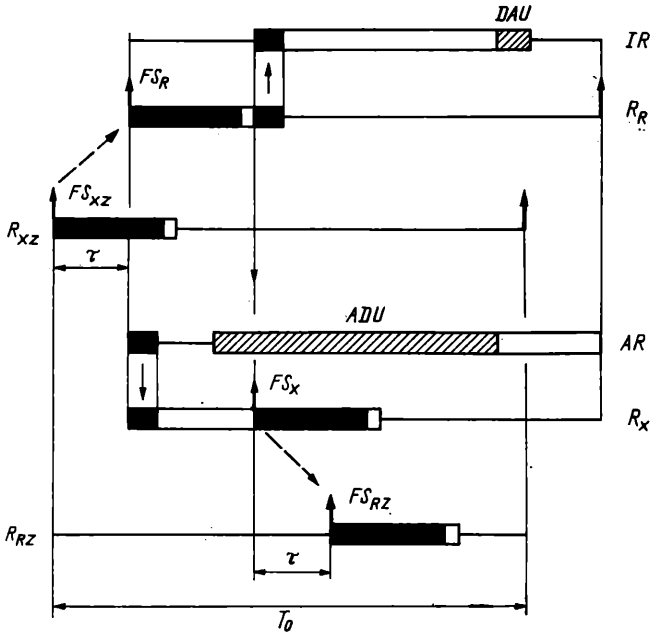


Bild 2. Ablaufdiagramm für den zeitgeteilten Duplexbetrieb
FS_X Senderahmen; FS_R Empfangsrahmen; DAU Digital-Analog-Umsetzung; ADU Analog-Digital-Umsetzung; Z Zentrale Einrichtung

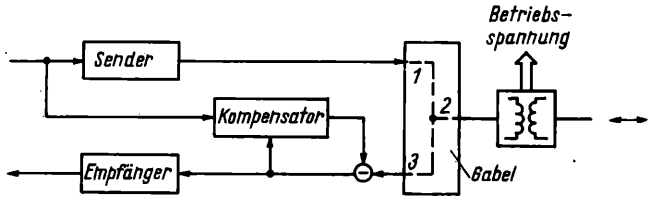


Bild 3. Kompensationsprinzip

2. Erreichbare Betriebskennwerte für den digitalen Duplexbetrieb

Zentraler Parameter für die Kennzeichnung der Leistungsfähigkeit eines digitalen Duplexkanals ist die erzielbare Reichweite in km, zumal hier die Bitrate des Datenkanals mit 64 kbit/s als vorgegeben betrachtet werden muß. Reichweitebeschränkend wirken

— die Signallaufzeit
— die frequenzabhängige Dämpfung und
— die Speisespannungsverluste

durch die Anschlußleitung. Die Reichweitenbeschränkung durch Laufzeiteffekte tritt prinzipbedingt nur beim zeitgeteilten Duplexbetrieb in Erscheinung und ist beim Kompensationsverfahren (sowie natürlich auch bei Frequenzmultiplex) gegenstandslos.

2.1. Laufzeitabhängige Reichweite

Gleichung (2) impliziert über die Signallaufzeit τ den Entfernungsparameter l und ermöglicht somit eine Darstellung in der Form

$$l \leq \frac{1}{\tau'}\left(i\frac{T_0}{2} - \frac{m}{v}\right). \tag{5}$$

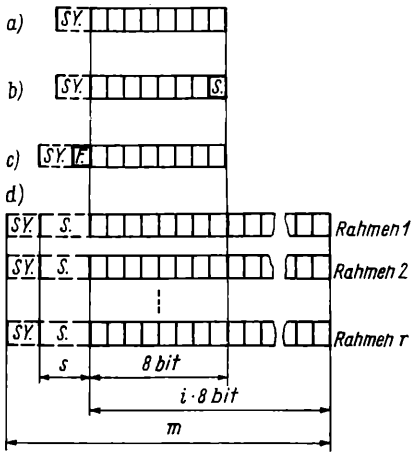


Bild 4. Übertragungsformate
a) Inband-Signalisation; *b*) Inband-Signalisation mit Signalbit; *c*) Inband-Signalisation mit Outband-Flag; *d*) Outband-Signalisation

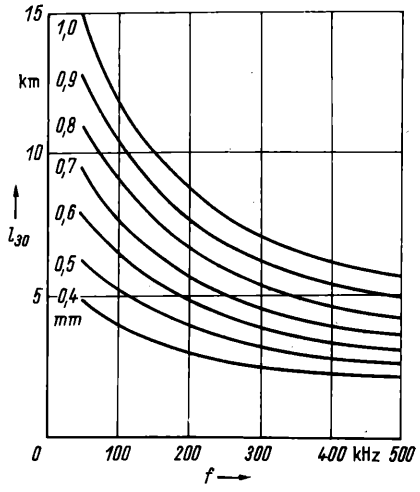


Bild 6. Frequenzabhängige Reichweite

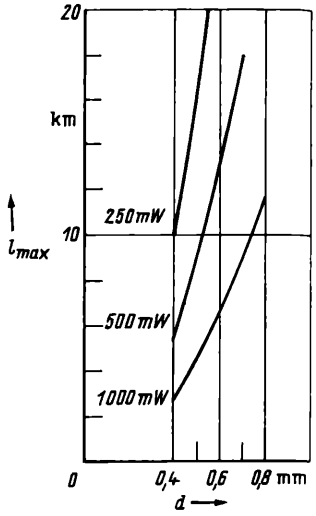


Bild 7. Speisespannungsabhängige Reichweite

Setzt man für gängige NF-Nahverkehrs-Kabelleitungen nach TGL 200-1708 für $C' = 40$ nF/km und für $L' = 0{,}85$ mH/km als Richtwert an [9], dann ergibt sich

$$\tau' = \sqrt{L'\,C'} \approx 6\ \mu\text{s}. \tag{6}$$

Dabei handelt es sich streng genommen um die Phasenlaufzeit für Frequenzen $f > \frac{1}{\pi}\frac{R'}{L'}$.

Vor der numerischen Auswertung von Gl. (5) ist, um die Bedeutung der Parameter i und m zu quantifizieren, eine Bemerkung zur Organisation des Übertragungsformats zweckmäßig. Zur Übertragung in einer Codegruppe stehen an: Daten, Signal- und Steuerinformationen sowie Synchronisationszeichen.

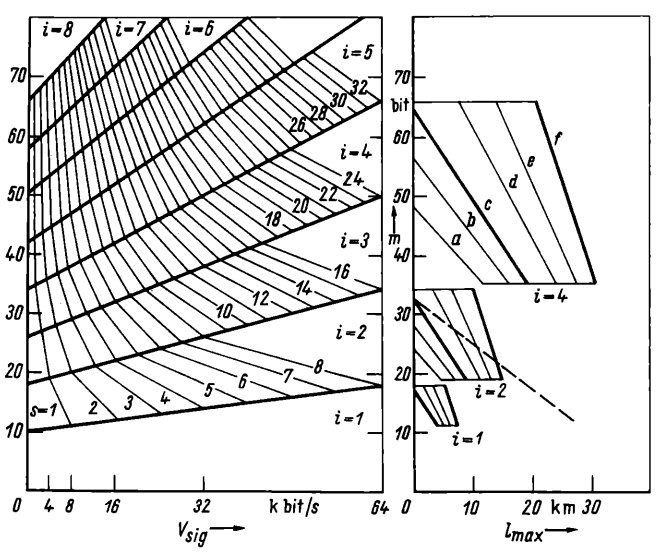
Bild 4 zeigt im Überblick die generellen Möglichkeiten der Gestaltung des Übertragungsformats. Im Interesse einer größeren Allgemeingültigkeit soll nachfolgend grundsätzlich eine sog. Outband-Signalisation mit der allgemeinen Möglichkeit einer Überrahmenbildung bei Übertragung von i Datenworten je Paket angesetzt werden (Fall *d*). Für die Wortlänge m erhält man dann

$$m = s_{Sy} + s + i \cdot 8\ \text{bit} \tag{7}$$

bzw. als Funktion der Übertragungsrate v_{Sig} des separaten Signalkanals

$$m = s_{Sy} + i\left(8 + \frac{v_{Sig}}{8}\right) \tag{8}$$

Bild 5. Laufzeitabhängige Reichweite
i Anzahl der 8-bit-Datenworte je Paket; s Anzahl der Signalisationsbit je Paket; *a* 192 kbit/s; *b* 224 kbit/s; *c* 256 kbit/s; *d* 320 kbit/s; *e* 384 kbit/s; *f* 512 kbit/s



v_{Sig} in kbit/s und m in bit. Die linke Seite des Diagramms in Bild 5 veranschaulicht die quantitative Auswertung dieser Gleichung ($s_{Sy} = 2$ bit angenommen), wobei i und s als Parameter erscheinen. Bei vorgegebener Übertragungsrate des Signalkanals läßt sich in Abhängigkeit von der Formatstruktur, charakterisiert durch die Parameter i und s, die resultierende Wortlänge m ablesen. Nicht alle sich ergebenden Kombinationen sind praktisch zweckmäßig. So z.B. würde $s = 3, 5, 6$ oder 7 bei byteorientierter Signalisation unnötigen Decodierungsaufwand erfordern.

Das rechte Diagramm in Bild 5 ist die numerische Auswertung von Gl. (5), wobei wegen der besseren Übersicht nur die Fälle $i = 1, 2$ und 4 eingetragen wurden. Die Übertragungsgeschwindigkeit v auf der Leitung tritt hierbei als Parameter auf. Bei separater Übertragung jedes Datenwortes ($i = 1$) werden offensichtlich erst für Bitraten > 256 kbit/s Reichweiten über 5 km erzielt, d.h. eine Übertragung mit $i = 2$ oder 4 ist unumgänglich, wenn man bei Bitraten in der Größenordnung von 256 kbit/s eine gewisse Reichweitereserve anstrebt. Andererseits ist zu erkennen, daß bei hinreichend großen Wortlängen durchaus Distanzen von 50 km und mehr nach diesem Prinzip realisiert werden könnten. Abgesehen von dann notwendigen Einsatz von Repeatern zum Ausgleich der Leitungsdämpfung, wobei die Annahme über τ' nach Gl. (6) ungültig wird, müßten zuvor die Auswirkungen vom $i \cdot T_0$ Datenwortverzögerungen für große i auf den telefonischen Dialog untersucht werden. Diese Fragen stehen hier jedoch nicht zur Diskussion, da für einen Einsatz im Teilnehmeranschlußleitungsnetz maximale Längen von 4 bis 5 km als typisch vorausgesetzt werden können.

Die praktizierte Bitrate auf der Leitung sollte wegen der mit der Frequenz zunehmenden Dämpfung natürlich so niedrig wie möglich und im Interesse einer einfachen Aufbereitung aus dem PCM-Takt von 2048 kHz eine Potenz der Basis 2 sein. Bild 5 zeigt, daß hier eindeutig 256 kbit/s prädestiniert sind. 128 kbit/s sind in jedem Fall zu niedrig und wurden lediglich zur Veranschaulichung für den Fall $i = 4$ (als unterbrochene Linie) eingezeichnet. Man erkennt, unter Annahme einer Zykluszeit $4 \cdot T_0$ können mit $v = 128$ kbit/s nur Wortlängen bewältigt werden, die kleiner als die nach Gl. (8) ermittelten sind.

2.2. Frequenzabhängige Reichweite

Die frequenzabhängige Dämpfung des Nutzsignals durch die Leitung wirkt unabhängig vom verwendeten Prinzip reichweitebegrenzend, wobei ohne Zweifel das Kompensationsverfahren hier dem zeitgeteilten Duplex überlegen ist, weil es bei sonst gleichen Betriebskennwerten mit weniger als der halben Bitrate auf der Leitung arbeiten kann. Die Dämpfung in den hier interessierenden Frequenzbereichen ist wesentlich durch Erscheinungen des Skin-Effekts bestimmt. Unter Annahme einer zulässigen Betriebsdämpfung bei der Schwerpunktfrequenz des verwendeten Übertragungscodes von 30 dB wurden unter Zuhilfenahme des üblichen Leitungsmodells für diesen Fall [10]

die sich ergebenden Leitungslängen berechnet und im Bild 6 eingetragen. Die Aderndurchmesser sind hier Parameter. Aus dieser Darstellung ist ersichtlich, wie wichtig für eine Reichweite in der Größenordnung von 5 km z. B. bei minimalem Aderndurchmesser von 0,6 mm die Anwendung des AMI-Codes (mit etwa der halben Bitrate als typische Schwerpunktfrequenz) ist. Die Anwendung von höheren Übertragungsgeschwindigkeiten als 256 kbit/s ist nach dieser Darstellung wenig erfolgversprechend.

2.3. Speisespannungsabhängige Reichweite

Da sicher auch künftig das bewährte Prinzip der Zentralbatterie im öffentlichen Fernsprechnetz beibehalten wird, sind abschließend auch die durch Speisespannungsverluste auf der Teilnehmerleitung hervorgerufenen Reichweiteeinschränkungen zu betrachten. Setzt man die Amtsspannung mit 60 V voraus und postuliert eine Mindestspannung beim Teilnehmer von 20 V [4], begründet durch hieraus abzuleitende Betriebsspannungen für MOS- und TTL-Schaltkreise, dann ergeben sich in Abhängigkeit vom Aderndurchmesser die in Bild 7 dargestellten maximal zulässigen Leitungslängen. Vermutliche Leistungsaufnahmen erscheinen als Parameter. Ignoriert man den sehr pessimistischen Fall $P = 1$ W, dann werden sich für die in Frage kommenden Leitungslängen von etwa 5 km kaum Schwierigkeiten ergeben.

3. Zusammenfassung

Aus der Darstellung der prinzipiellen Möglichkeiten eines digitalen Duplexbetriebes auf Teilnehmeranschlußleitungen geht hervor, daß durch den mit der gegenwärtigen Bauelementebasis realisierbaren zeitgeteilten Duplex bei gleichzeitiger Übertragung eines 64-kbit/s-Kanals und eines separaten Signalkanals für 8 kbit/s bei Aderdurchmesser $\geqq 0{,}6$ mm durchaus Reichweiten in der Größenordnung von 4 bis 5 km möglich sind. Die nach dem Prinzip des Echoentzerrers verbesserte Kompromiß-Gabel ermöglicht auf der Leitung eine insgesamt einfachere und langsamere Übertragungsprozedur, wird aber im Moment für den digitalen Telefoniekanal für nicht realisierbar gehalten.

Eingegangen am 16. September 1981 NaA 8759

Literatur

[1] PCM-Codec 2911. INTEL Corporation, Januar 1979

[2] *Fey, P.:* Internationales Zürich-Seminar 1978 über digitale Nachrichtentechnik. Fernmeldetechnik 18 (1978) 4, S. 158

[3] *Svensson, T.:* Methods for two-wire duplex digital transmission at 80 kbit/s on subscriber lines. Proc. of the Internat. Zürich-Seminar 1979, Paper C 5

[4] *Hirschmann, P.; Wintzer, K.:* Design concept and features of digital subscriber sets. Proc. of the Internat. Zürich-Seminar 1979, Paper D 1

[5] *Fritzsche, G.:* Wissensspeicher Informationsübertragung. Berlin: VEB Verlag Technik 1977

[6] *Bostelmann, G.:* Simulationsuntersuchungen zur digitalen Duplexübertragung auf Zweidraht-Leitungen. Frequenz 34 (1980) 2, S. 40–45

[7] *Verhoeckx, N., Elzen, H.,* u. a.: Digital echo cancellation for Baseband data transmission. IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing 27 (1979) 6, S. 768–781

[8] *Gold, B.:* Digital speech networks. Proc. IEEE 65 (1977) 12, S. 1636–1658

[9] *Lohrke, G.; Bräuer, G.:* Übertragungseigenschaften plastisolierter Fernmeldekabel. Elektronkabel (1975) 1, S. 10–19

[10] *Witzschel, G.:* Die Modellierung des Übertragungsverhaltens von Fernmeldeleitungen im Frequenzbereich. Wiss. Z. der Techn. Hochsch. Karl-Marx-Stadt 22 (1980) 3, S. 265–271

[11] CCITT Studiengruppe XVII, Beitrag No. 20: Extract from the report on the inter-regnum meeting of experts on ISDN matters. Innsbruck, 12. bis 15. Jan. 1981

Dr. sc. techn. *Günter Witzschel*, Dozent Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, 9010 Karl-Marx-Stadt, Postschließfach 964

U-I-Relation des raumladungsbegrenzten Punch-Through-Stromes

K.-H. Diener, Dresden

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Mikroelektronik, MOS-Transistor, Punch-Through-raumladungsbegrenzter Stromfluß

In der vorliegenden Arbeit wird an Hand eines einfachen Modells die U-I-Kennlinie des raumladungsbegrenzten Punch-Through-Stromes berechnet. Während in der Punch-Through-Einsatzphase im wesentlichen eine exponentielle Drain-Source-Spannungsabhängigkeit des Punch-Through-Stroms ermittelt werden kann [1], ergibt die Analyse für den bei höheren Drain-Source-Spannungen raumladungsbegrenzten Stromfluß näherungsweise eine Abhängigkeit in der Form

$$I_P = k \cdot U_{DS}^{\,m} \tag{1}$$

(k Konstante, U_{DS} Drain-Source-Spannung, $m \lessapprox 2$).

1. Modell

Die Analyse erfolgt unter Annahme eindimensionaler Feldverhältnisse und basiert auf der in Bild 1 gezeigten Geometrie des Steuerraums, der homogen N_A-dotiert angenommen werden soll.

Die Feld- und Potentialverteilungen, die für den Ladungsträgertransport wesentlich sind, ergeben sich als Lösung einer Randwertaufgabe mit der Poisson-Gleichung

$$\frac{\mathrm{d}^2\varphi}{\mathrm{d}x^2} = -\frac{\varrho}{\varepsilon_H} \approx \begin{cases} \dfrac{e}{\varepsilon_H}(N_A + n) & \text{in } 0 \leqq x \leqq L \quad (2) \\ 0 & \text{sonst.} \quad (3) \end{cases}$$

Hierin ist φ das elektrostatische Potential, e der Betrag der Elementarladung, ε_H die Dielektrizitätskonstante des Halbleitermaterials und n die Elektronendichte, die nicht mehr vernachlässigbar klein im Vergleich zur Dotierung N_A angenommen werden darf.

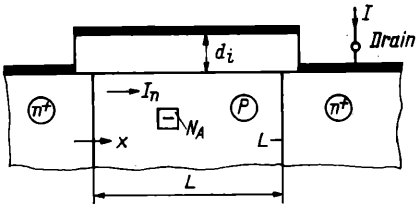


Bild 1. Veranschaulichung wichtiger Parameter für die Kennlinienanalyse

Die Löcher bzw. ein Löcherstrom werden nicht in die Betrachtung einbezogen. Die zu den Gln. (2) und (3) gehörenden Randbedingungen lauten:

$$\varphi\,(x = 0) = 0 \tag{4}$$

und

$$\varphi\,(x = L) = U_{DS}. \tag{5}$$

Wegen der notwendigen Berücksichtigung von n ist das formulierte Randwertproblem nichtlinear, da n implizit von φ abhängt.

2. Stromformel

Während in der Anlaufphase des Punch-Through-Stroms sowohl Feld- als auch Diffusionsstromanteile zu berücksichtigen

sind [1], darf bei der Analyse des raumladungsbegrenzten Stromflusses wegen des starken $\vec{E}$-Feldes im Steuerraum von einem reinen Feldstromansatz ausgegangen werden:

$$I = -I_n = e \cdot A \cdot \mu_n \cdot n \cdot \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}x} \tag{6}$$

(μ_n ist die konstant angenommene Beweglichkeit der Elektronen, A ist die von I_n senkrecht durchströmte Fläche). Wird Gl. (2) nach n aufgelöst und in Gl. (6) berücksichtigt, ergibt sich nach einmaliger (bestimmter) Integration (zwischen $x = 0$ und x) der resultierenden Gleichung unter Beachtung von Gl. (4)

$$\left(\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}x}\right)^2 - \frac{2e N_A}{\varepsilon_H}\varphi = \frac{2I}{A\,\mu_n \cdot \varepsilon_H} \cdot x, \tag{7}$$

wobei außerdem

$$\left.\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}x}\right|_{x=0} = 0 \tag{8}$$

eingearbeitet wurde [2]. Die nochmalige bestimmte Integration von Gl. (7) ergibt unter Berücksichtigung der Gln. (4) und (5) die gesuchte U-I-Relation.

3. U-I-Abhängigkeit

3.1. Normierung

Zur Lösung und Auswertung wird Gl. (7) zweckmäßigerweise normiert. Mit

$$\Phi = \frac{\varphi}{U_T} \tag{9}$$

(U_T Temperaturspannung),

$$X = \frac{x}{L_D}. \tag{10}$$

L_D ist die Debye-Länge gemäß

$$L_D{}^2 = \frac{\varepsilon_H \cdot U_T}{e \cdot n_i}, \tag{11}$$

(n_i Eigenleitungsdichte des Halbleiters), der normierten Dotierung

$$NA = \frac{N_A}{n_i} \tag{12}$$

und dem Normierungsstrom

$$I_0 = A\,e\,\mu_n \cdot n_i \frac{U_T}{L_D} \tag{13}$$

in

$$I^* = \frac{I}{I_0} \tag{14}$$

ergibt sich aus Gl. (7) für $0 \leqq X \leqq L$

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}X} = \left[2NA\left(\Phi + \frac{I^*}{NA}X\right)\right]^{0,5}. \tag{15}$$

3.2. Lösung

Durch die Transformation [3]

$$Z = 2\,NA\left(\Phi + I^* \cdot \frac{X}{NA}\right) \tag{16}$$

wird über

$$\frac{\mathrm{d}Z}{\mathrm{d}X} = 2\,NA\left(\Phi' + \frac{I^*}{NA}\right) \tag{17}$$

Gl. (15), d.h.

$$\Phi' = Z^{0,5}, \tag{18}$$

in eine geschlossene lösbare Form überführt, deren Lösung mit der normierten Randbedingung

$$\Phi\,(X = L^*) = UDS, \tag{19}$$

L^* ist die normierte Kanallänge aus

$$L^* = \frac{L}{L_D}, \tag{21}$$

UDS die auf U_T bezogene Drain-Source-Spannung

$$UDS = \frac{U_{DS}}{U_T}, \tag{22}$$

ist die gesuchte U-I-Relation.
Die normierte stationäre Kennlinie lautet

$$U^* = \ln(U^*) + 1 + \left(N_A{}^2 \cdot \frac{L^*}{I^*}\right), \tag{23}$$

wobei U^* eine Abkürzung in der Form

$$U^* = 1 + NA\left[2\,NA\left(UDS + \frac{L^*\,I^*}{NA}\right)\right]^{0,5}/I^* \tag{24}$$

ist.
Zur (numerischen) Auswertung wird bei bekannten Technologie- und Strukturgrößen (NA, L^*) auch der Strom I^*

$$I^* \geqq I\,\mathrm{MIN} > 0 \tag{25}$$

[I MIN ist der (hier noch unbekannte) kleinste raumladungsbegrenzte Punch-Through-Strom] in Gl. (23) vorgegeben und zunächst die entsprechende Hilfsgröße U^* ermittelt.
Bei bekanntem U^*, L^*, NA und vorgegebenem I^* liefert Gl. (24) über

$$UDS = \frac{I^*}{NA}\left[\frac{I^*}{NA}\,\frac{(U^*-1)^2}{2\,NA} - L^*\right] > 0 \tag{26}$$

die dazugehörige Drain-Source-Spannung.
Gleichung (23) zeigt, daß — wie zu erwarten — raumladungsbegrenzter Punch-Through-Strom an bestimmte Struktur- und Prozeßparameterkombinationen L^*, NA gebunden ist ($UDS > 0$).

3.3. I MIN

Raumladungsbegrenzter Stromfluß setzt eine solche Dichte injizierter Elektronen im Transportraum voraus, daß durch sie ein im Vergleich zur Dotierung merklicher Raumladungsbeitrag

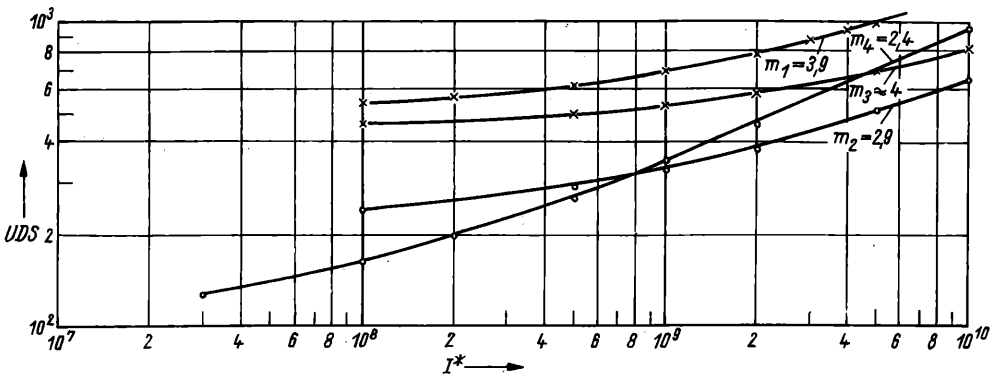


Bild 2. U-I-Kennlinie des raumladungsbegrenzten Punch-Through-Stromes bei verschiedenen Geometrie- bzw. Technologieparametern

$I = I_0 \cdot I^*$ $I_0 = 1{,}8 \cdot 10^{-7}$ µA
$U_{DS} = U_T \cdot UDS$ $U_T = 25{,}6$ mV
1. $N_A = 5 \cdot 10^{16}/\mathrm{cm}^3$, $L = 1{,}5$ µm,
2. $N_A = 5 \cdot 10^{15}/\mathrm{cm}^3$, $L = 1$ µm,
3. $N_A = 10^{16}/\mathrm{cm}^3$, $L = 1$ µm,
4. $N_A = 10^{15}/\mathrm{cm}^3$, $L = 1{,}5$ µm,

entsteht. Aus der Untersuchung der Anlaufphase des Punch-Through-Stroms [1] ist bekannt, daß die dort zur Feldberechnung vorausgesetzte Schottky-Näherung durch einsetzende Raumladungsbegrenzung spätestens dann ungültig wird, wenn

$$UDS\,\mathrm{MAX} = 0{,}5 \cdot L^{*2} \cdot NA \tag{27}$$

erreicht wird [1].
Damit besteht die Möglichkeit, durch

$$I\,\mathrm{MIN} = \mathrm{MAX}\,(\alpha \cdot I^*\,(UDS\,\mathrm{MAX}), \alpha \cdot I_{\max})\; 0 < \alpha \leqq 1 \tag{28}$$

den minimalen raumladungsbegrenzten Punch-Through-Strom zu definieren ($I_{\max}$ nach [1]).

4. Diskussion

Bild 2 zeigt die aus den Gln. (23) und (24) berechneten U-I-Kennlinien für die angegebenen Parameterkombinationen. Es zeigt sich, daß Raumladungsbegrenzung bei gleicher Dotierung bei dem Transistor mit dem längeren Kanal später einsetzt und bei gleicher Kanallänge für den Transistor mit dem hochohmigeren Steuerraum schon bei kleineren U_{DS} erfolgt. Das ist verständlich, da bei gleicher Dotierung für den längeren Kanal eine höhere Drain-Source-Spannung benötigt wird, um einen vollständigen Raumladungszonendurchgriff zu erzielen, während bei gleicher Kanallänge die Raumladungszone durch das niedriger dotierte Kanalgebiet schon bei kleineren U_{DS}-Werten durchgreift.
Die in doppelt logarithmischer Darstellung nahezu lineare Abhängigkeit des Stroms I^* von UDS signalisiert einen Zusammenhang als Potenzfunktion, der für eine Modellierung dieser Stromkomponente für Netzwerkanalysezwecke besonders interessant ist. Für den Ansatz

$$I = K \cdot UDS^m \tag{29}$$

liefert die numerische Auswertung der Lösung den Exponenten

$$m \gtrapprox 2. \tag{30}$$

Experimentelle Untersuchungen des elektrischen Verhaltens von MOS-Transistoren mit kurzem Kanal (KMOST, d. h. Kanallänge um 1 µm) zeigen im Unterschied zum Transistor mit langem Kanal im Pinch-off einen überproportionalen Stromanstieg. Er kann durch einen zusätzlichen, quadratisch von U_{DS}-abhängenden Summanden in der üblichen MOST-Kennlinie, [die ohne diesen Term nur bis zu einer Kanallänge $L \gtrapprox 5$ µm (Oxiddicke $d_{0x} \approx 0{,}1$ µm) gilt] modelliert werden [4]. Da der erwähnte starke Stromanstieg im Pinch-off sogar bei formal ungeöffnetem Kanal

$$0 < U_{GS} \leqq U_p \tag{31}$$

(U_{GS} ist die Gate-Source-, U_p die Schwellspannung eines n-Kanal-Enhancementtyps) erfolgt, liegt es nahe, diesen Strombeitrag als raumladungsbegrenzten Punch-Through-Strom zu interpretieren, da die Messungen die Größenordnung und den Exponenten der für Gl. (29) numerisch ermittelten Werte in etwa bestätigen.
Meinen Kollegen Dr. *R. Schüffny* und Dr. *P. Fischer* verdanke ich wertvolle Hinweise zur numerischen Lösung des Problems.
Eingegangen am 27. Oktober 1981 NaA 8796

Literatur

[1] *Diener, K.-H.:* Analyse des Stromflusses sowie der Feld- und Potentialverteilung bei Punch-Through. Nachrichtentechn., Elektron. 32 (1982) 1, S. 14 bis 17
[2] *Diener, K.-H.:* Modellansätze zur Analyse des raumladungsbegrenzten Punch-Through-Stroms. TU-Preprint 09-02-81
[3] *Schüffny, R.:* Persönliche Mitteilung
[4] *Posdziech, G.:* Empirisches Modell des Enhancement-Transistors mit kurzem Kanal. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 3, S. 111–112
[4] *Schüffny, R.*, u. a.: Bestimmung von Schwell- und Durchbruchspannung von KMOS-Transistoren durch zweidimensionale Simulation. IET 11 (1981) 4, S. 359–373

Dr. sc. techn. *Karl-Heinz Diener*, Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse, Institutsteil Dresden. 8027 Dresden, Haeckelstr. 20

Beschreibung und Optimierung der Rauscheigenschaften von Eingangsstufen

G. Kantelberg, Berlin

Mitteilung aus der Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau

Deskriptoren: Rauschzahl, Signal-Rausch-Verhältnis, Rauschoptimierung, Rauschanpassung, Parallelschaltung

Die Verstärkung kleinster Signale hat physikalisch gegebene Grenzen, die schon lange Gegenstand theoretischer und praktischer Arbeiten sind [1] [2] [3].
Es soll eine Klarstellung der zur Beschreibung der Rauscheigenschaften möglichen bzw. erforderlichen Begriffe und Definitionen erfolgen und eine Möglichkeit für die Verbesserung der Rauscheigenschaften erläutert werden.

1. Definition der Rauschzahl

Die Definition der Rauschzahl F erfolgte im Zusammenhang mit den Versuchen, die Empfängerempfindlichkeit zu bewerten und ihren Grenzwert zu erreichen [1] [2] [3].
Die dazu nötigen Größen müssen sehr genau festgelegt werden. Die folgenden Betrachtungen gelten streng nur für lineare Vierpole. Die verfügbare Signalleistung P_S ist die Leistung, die ein Generator mit der Leerlaufspannung U_S und dem Generatorwiderstand R_G maximal, d. h. bei Anpassung, an einen Vierpol abgeben kann. Das minimale Rauschen, das ein Generator haben kann, ist das thermische Rauschen (Nyquist- oder Johnson-Rauschen) des Generatorwiderstandes. Als Bezugsgröße dient die verfügbare Rauschleistung P_R des Generators, die bei Anpassung an den Vierpol abgegeben werden kann. Diese Leistung ist

$$P_R = kT\,B \tag{1}$$

(k Boltzmann-Konstante $= 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K; T absolute Temperatur, B Bandbreite), $T = 290$ K, wobei im allgemeinen Raumtemperatur angenommen wird.
Die Zielgröße ist ein maximales Signal-Rausch-Verhältnis S/N (signal-to-noise) am Ausgang des Vierpols. Da als Grenzwert ein rauschfreier Vierpol kein Rauschen hinzufügt und somit das S/N vom Eingang des Vierpols erhalten bleibt, wird die Rauschzahl als

$$F = \frac{(P_{SE}/P_{RE})}{(P_{SA}/P_{RA})} = \frac{(S/N)\ \text{Eingang}}{(S/N)\ \text{Ausgang}} \tag{2}$$

(E Eingangsgrößen; A Ausgangsgrößen) definiert.
Damit hat der rauschfreie Vierpol $F = 1$, bei rauschenden Vierpolen sinkt P_S/P_R am Ausgang und damit steigt F auf Werte > 1.
Da die verfügbaren Leistungen am Ausgang von der Anpassung Generator — Vierpol abhängen, beeinflußt für $F \neq 1$ neben der im Vierpol erzeugten Rauschleistung diese Anpassung den Wert der Rauschzahl F.
Ob die Rauschzahl direkt oder logarithmisch in dB ausgedrückt wird, ist prinzipiell egal. Dieselbe Information bietet auch die

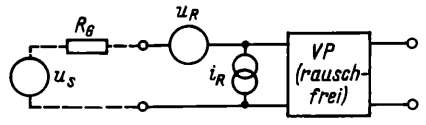


Bild 1
Linearer Vierpol mit Rauschquellen

sogenannte Zusatzrauschzahl F_z mit $F_z = F - 1$, die wie die logarithmische Skala den rauschfreien Vierpol auf den Nullpunkt legt und die äquivalente Rauschtemperatur T_{eq} mit $T_{eq} = T\,(F - 1)$.
Ob die ursprünglich verwendete integrale Definition der Bandbreite

$$B = \frac{1}{V_{p\max}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} V_p\,(f) \cdot \mathrm{d}f$$

(V_p Leistungsverstärkung) oder die spektrale Definition, d.h. der Ersatz der Leistungen durch Leistungsspektren, gewählt wird, ist von der Anwendung abhängig, wobei die Rauschzahl im zweiten Fall eine Funktion der Frequenz wird.

2. Optimale Rauschzahl F und Vergleich der durch F und S/N erhaltenen Aussagen

Die Weiterentwicklung der Vierpoltheorie und der Rauschuntersuchungen führte zur genaueren Charakterisierung der Rauscheinströmungen in den Vierpol [4] [5] [6]. Zur vollständigen Beschreibung sind zwei Rauschquellen nötig, und aus den möglichen äquivalenten Schaltungen hat sich wohl die Zuordnung einer Rauschstromquelle i_R ($R_i \to \infty$) und einer Rauschspannungsquelle u_R ($R_i = 0$) am Eingang entsprechend Bild 1 durchgesetzt. Die beiden Rauschquellen können korreliert sein, was durch den komplexen Korrelationsfaktor $\gamma = r + js$ beschrieben wird, wobei nachfolgend der Einfachheit halber nur der Realteil r ($|r| \leqq 1$) berücksichtigt wird. Die Rauschzahl F läßt sich jetzt nach den Gln. (1) und (2) sofort mit

$$F = \frac{[U_s^2/(4R_G)]/k \cdot T \cdot B}{[V_p \cdot U_s^2/(4R_G)]/[V_p\,(kT\,B + U_R^2/(4R_G) + I_R^2 \cdot R_G/4 + r \cdot U_R \cdot I_R)]} = \frac{kT\,B + U_R^2/(4R_G) + I_R^2 \cdot R_G/4 + r \cdot U_R \cdot I_R}{kT\,B} \tag{3}$$

angeben (U_R, I_R Effektivwerte von u_R, i_R).
Die Rauschzahl hat bezüglich R_G ein Minimum bei

$$R_{G\,\mathrm{opt}} = \frac{U_R}{I_R}, \tag{4}$$

was als Rauschanpassung bezeichnet wird. Der dazugehörige Wert

$$F_{\mathrm{opt}} = F|_{R_G = R_{G\,\mathrm{opt}}} = 1 + \frac{U_R \cdot I_R\,(1 + r)}{2\,kT\,B} \tag{5}$$

kann für diesen Vierpol nicht unterschritten werden.
In der Literatur der letzten Jahre ist wiederholt behauptet worden [7] [8] [9], daß in der modernen Elektronik bei Schaltungen mit Transistoren und OP die Rauschzahl im Gegensatz zum Signal-Rausch-Verhältnis keine Optimierung von z.B. Verstärkerstufen zulasse und daß das Optimum von F nicht mit dem Optimum von S/N, dem wahren Rauschoptimum, übereinstimme. Als Beweis dieser Behauptung wird, nichtkorrelierte Rauschquellen vorausgesetzt, das Signal-Rausch-Verhältnis gebildet,

$$S/N_{\mathrm{Ausgang}} = \frac{V_p \cdot U_s^2/(4R_G)}{V_p\,(kT\,B + U_R^2/(4R_G) + I_R^2\,R_G/4)} = \frac{U_s^2}{4kT\,B\,R_G + U_R^2 + I_R^2\,R_G^2}, \tag{6}$$

was dem in Gl. (3) verwendeten S/N entspricht. Bezüglich R_G hat Gl. (6) ein Maximum bei $R_G = 0$.
Die Rauschzahl F liefert nach den Gln. (3) und (4) bei $R_{G\,\mathrm{opt}}$ den besten Wert, für $R_G \to 0$ geht $F \to \infty$.
Das bedeutet aber nicht, wie in [9] behauptet, daß bei $R_G \ll R_{G\,\mathrm{opt}}$ (Spannungsverstärker) beim Zuschalten eines Widerstandes

$$R_Z = R_{G\,\mathrm{opt}} - R_G$$

zu R_G demnach formal F_{opt} bei real schlechteren Rauscheigenschaften erreicht wird. Dabei wird übersehen, daß in der Definition von F nach Gl. (2) P_{SE} die verfügbare Signalleistung $P_{SE} = U_s^2/4\,R_G$, die der Generator maximal abgeben kann, darstellt.
Ein Hinzufügen von R_z würde P_{SE} ungeändert lassen, aber P_{SA} senken, womit sich F verschlechtert. Gleichung (3) ist die konkrete Anwendung der Definitionsgleichung (2) nach Bild 1, und eine Änderung von R_G bei konstantem U_s schafft einen anderen Generator.
Bei der S/N-Betrachtung [9] nach Gl. (6) wurde nicht berücksichtigt, daß eine Änderung von R_G auch eine Änderung von U_s bedeutet, wenn die Signalleistung konstant ist. Insbesondere für den Grenzwert $R_G \to 0$, wie in [9] diskutiert, geht bei konstant gehaltenem U_s die Signalleistung $P_S \to \infty$ bzw. für endliche Werte von P_s verschwindet U_s, d.h. S/N wird Null und nicht maximal, was der Aussage $F \to \infty$ entspricht.
Der ideale Spannungsverstärker ist ein theoretischer Grenzwert, $R_G = 0$ ist natürlich nicht erreichbar, und für $R_G \ll R_{G\,\mathrm{opt}}$ wird dann F_{opt} bzw. S/N_{opt} nicht erreicht.
Diese Situation mit $R_G \ll R_{G\,\mathrm{opt}}$ ist bei heutigen Eingangsstufen oft anzutreffen.
Mit einer Transformatorkopplung läßt sich mit einem Übersetzungsverhältnis

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_G}{R_{G\,\mathrm{opt}}}} \tag{7}$$

Rauschanpassung und damit das Rauschoptimum des betreffenden Vierpols erreichen, aber die Bandbreite ist begrenzt und insbesondere die Frequenz Null ausgeschlossen.

3. Optimierung der Rauschanpassung durch parallelgeschaltete Vierpole

Für den Fall $R_G < R_{G\,\mathrm{opt}}$ ist eine weitere Lösung zur Rauschanpassung ohne Frequenzeinschränkung möglich. Es soll die Parallelschaltung von N gleichartigen Vierpolen betrachtet werden (Bild 2). Die Rauschquellen sollen nicht korreliert sein, für den Eingangswiderstand des einzelnen Vierpols, R_E, soll

$$R_E \gg R_{G\,\mathrm{opt}} > R_G$$

und für die Vierpole $V_U \gg 1$ gelten. Mit $V_U \gg 1$ brauchen die Rauschquellen des Summationsverstärkers nicht berücksichtigt zu werden. Dann fließen alle Rauschströme über R_G und führen mit dem Rauschen des Generatorwiderstandes auf

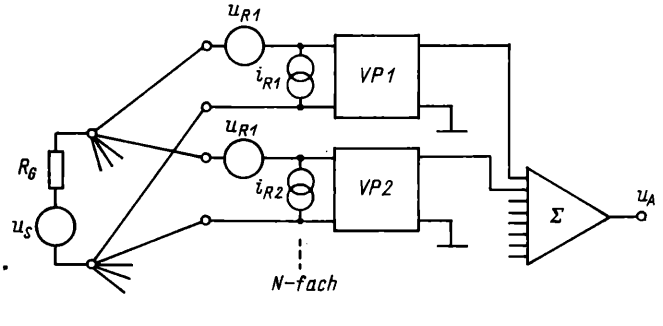
$$U_x^2 = 4\,kT\,BR_G + \sum_{n=1}^{N} (I_{Rn} \cdot R_G)^2 \tag{8}$$

und mit der Annahme gleicher Effektivwerte der Rauschströme $I_{R1} = I_{R2} = \cdots = I_{RN}$ auf

$$U_x^2 = 4\,kT\,B \cdot R_G + N \cdot I_R^2 \cdot R_G^2. \tag{9}$$

Die Spannung U_x wirkt wie eine Signalspannung, d.h. auf alle

Bild 2. Parallelgeschaltete Eingangsstufen mit Rauschquellen



Verstärkerstufen gleich bzw. voll korreliert, und damit ist die Ausgangsspannung

$$U_{Ax} = N \cdot V_U \cdot U_x$$

bzw.

$$U_{Ax}^2 = N^2 V_U^2 \cdot (4\,kT\,B\,R_G + N \cdot I_R^2 R_G^2). \tag{10}$$

Der von den Rauschspannungen U_{Rn} herrührende Teil ergibt

$$U_{Ax}^2 = \sum_{n=1}^{N} (U_{Rn} \cdot V_U)^2 \tag{11}$$

und mit der Annahme gleicher Effektivwerte der Rauschspannungen $U_{R1} = U_{R2} = \cdots = U_{RN}$

$$U_{Ax}^2 = N \cdot V_U^2 U_R^2, \tag{12}$$

das Gesamtrauschen am Ausgang ist

$$U_{AR}^2 = V_U^2 [N^2 (4\,kT\,B\,R_G + N I_R^2 R_G^2) + N U_R^2]. \tag{13}$$

Mit der Signalausgangsspannung $U_{AS} = N \cdot V_U \cdot U_S$ bzw.

$$U_{AS}^2 = N^2 V_U^2 \cdot U_S^2 \tag{14}$$

läßt sich nun F angeben:

$$\begin{aligned} F &= \frac{U_s^2/(4\,kT\,B\,R_G)}{N^2 \cdot V_u^2 \cdot U_s^2/\{V_u^2 [N^2 (4\,kT\,B\,R_G + N I_R^2 R_G^2) + N \cdot U_R^2]\}} \\ &= \frac{4\,kT\,B\,R_G + N \cdot I_R^2 R_G^2 + U_R^2/N}{4\,kT\,B\,R_G} \\ &= 1 + \frac{N \cdot R_G \cdot I_R^2 + U_R^2/(N\,R_G)}{4\,kT\,B}. \end{aligned} \tag{15}$$

Das Optimum von F liegt bei

$$N_{\text{opt}}\,R_G = \frac{U_R}{I_R} = R_{G\,\text{opt}} \tag{16}$$

und ist mit dem für Rauschanpassung vom Einzelvierpol erreichten Wert identisch, wobei natürlich wegen der nur ganzzahligen Werte von N möglicherweise R_{opt} nicht exakt erreicht werden kann, aber wegen der flachen Anpaßkurve im Optimum dennoch $F \approx F_{\text{opt}}$ ist.
Für $N \ll N_{\text{opt}}$ ändert sich $1/F$ bzw. das S/N des Ausgangs proportional mit N

$$1/F \sim S/N_A \sim N. \tag{17}$$

Die Parallelschaltung von z. B. mehreren Transistoren in Eingangsstufen zur S/N-Verbesserung ist bekannt [10] [11]. Als Begründung für die Steigerung von

$$\frac{U_S}{U_R} \sim \sqrt{N} \tag{18}$$

[entspricht Gl. (17)] wird dort die lineare Addition der Signale und die quadratische Addition des nichtkorrelierten Rauschens angegeben. In der Berechnung von Gl. (18) nach [11] wurden die Rauschstromquellen vernachlässigt, und daraus entsteht das obige Resultat.
Nach Gl. (18) wäre — wenn auch mit großem Aufwand — eine beliebige Steigerung von S/N möglich. Durch die Gln. (15) und (16) wird gezeigt, daß die Verbesserung von F bzw. S/N nur eine Folge der Verbesserung der Rauschanpassung ist, wobei nichtkorrelierte Rauschquellen der Einzelstufen vorausgesetzt werden.

Weiterhin wird durch Gl. (15) klar, daß bestenfalls das Optimum des Einzelverstärkers erreicht werden kann und bei weiterer Vergrößerung von N wieder eine Verschlechterung eintritt, was auch experimentell in [11] erhalten wurde.
Eine Reihenschaltung von Eingangsstufen bietet theoretisch die entsprechende Möglichkeit einer Rauschanpassung für $R_G \gg R_{\text{opt}}$, sie wäre allerdings schaltungstechnisch schwieriger zu realisieren. Außerdem müßte dual zur Parallelschaltung der Eingangswiderstand der Bedingung $R_E \ll R_{\text{opt}}$ entsprechen.
Die bekannten rauscharmen elektronischen Bauelemente, wie Röhren, Transistoren und OP weisen aber alle $R_{G\,\text{opt}} \ll R_E$ auf, so daß diese Möglichkeit ausscheidet (z. B. bei 100 kHz, bipolarer Transistor SC 207: $R_{G\,\text{opt}} \approx 2$ kΩ, $R_E > 30$ kΩ; n-Kanal-Sperrschicht-FET BWF 10: $R_{G\,\text{opt}} \approx 0{,}3$ MΩ, $R_E > 10^{10}$ Ω; OP µA 709: $R_{G\,\text{opt}} \approx 30$ kΩ, $R_E > 400$ kΩ).

4. Zusammenfassung

Im ersten Teil der Arbeit wurde klargestellt, daß bei korrekter Benutzung der Definition die Rauschzahl F keine geringere oder gar falsche Aussage bezüglich der Rauschoptimierung im Vergleich zur Aussage durch das Signal-Rausch-Verhältnis liefert. Die Information, die die Rauschzahl F bietet, geht sogar über die des S/N-Verhältnisses hinaus, da sofort ein Vergleich unterschiedlicher Verstärker und der Annäherung ihres Rauschens an den physikalisch bedingten Grenzwert möglich ist, da beim S/N-Verhältnis eine willkürliche Signalleistung eingeführt werden muß.
Im zweiten Teil der Arbeit wird die mögliche Verbesserung der Rauscheigenschaften von Eingangsverstärkern durch parallelgeschaltete Stufen berechnet und als ein Ergebnis der durch die Parallelschaltung möglichen Rauschanpassung erklärt.

Eingegangen am 19. August 1981 NaA 8741

Literatur

[1] *Friis, H. T.:* Noise figures of radio receivers. Proc. IRE 32 (1944) 7, S. 419 bis 422; Proc. IRE 33 (1945) 2, S. 125 – 126
[2] *Fränz, K.:* Über die Empfindlichkeitsgrenze beim Empfang elektrischer Wellen und ihre Erreichbarkeit. ENT 16 (1939) 4, S. 92 – 96
[3] *Fränz, K.:* Messung der Empfängerempfindlichkeit bei kurzen elektrischen Wellen. HF-Techn. u. Elektroak. 59 (1942) 4, S. 105 – 112 u. 5, S. 143 – 144
[4] *Montgomery, H. C.:* Transistor noise in circuits applications. Proc. IRE 40 (1952) 11, S. 1461 – 1471
[5] *Rothe, H.:* Die Grenzempfindlichkeit von Verstärkerröhren. AEÜ 6 (1952) 11, S. 461 – 468 u. 12, S. 493 – 498
[6] *Rothe, H.; Dahlke, W.:* Theorie rauschender Vierpole. AEÜ 9 (1955) 3, S. 117 – 121
[7] *Graeme, J.:* Don't minimize noise figure. Electronic Design 19 (1971), 2, S. 62 – 64
[8] *Graeme, J. G.; Tobey, G. E.:* Operational amplifiers. New York: McGraw-Hill, 1971
[9] *Zimmermann, U.:* Der Einfluß schaltungstechnischer Maßnahmen auf das Rauschverhalten empfindlicher Verstärkerschaltungen für Gleichgrößen. Diss. 1978, TH Magdeburg
[10] *Liebau, K.:* Vervollkommnung der Mischer mit dynamischer Belastung. Funkamateur 28 (1979) 6, S. 297 – 299
[11] *Nosov, V.:* Die Vervollkommnung der Mischer mit dynamischer Belastung. radio (1975) 8, S. 32 – 33

Dr.-Ing. *Gerwin Kantelberg*, Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau, 1199 Berlin, Rudower Chaussee 6

Entwurf von Bandfiltern auf der Grundlage des Prinzips der Erhaltung der Tiefpaß-Bandbreite

Ergänzung zum Beitrag von *A. D. Artym* [1]

P. Vielhauer, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Filterentwurf, Frequenztransformation

Der Vorteil der von *Artym* [1] beschriebenen modifizierten Frequenztransformation beruht nicht nur auf einer erheblichen Einsparung an Rechenoperationen (bei höhergradigen Filtern ist die Anzahl der notwendigen Rechenoperationen ungefähr halb so groß), sondern er liegt vor allem auch darin, daß ein für Bandpässe und Bandsperren gleichermaßen anwendbarer, einfach zu überschauender Entwurfsalgorithmus entsteht:

Gegeben sei ein frequenzsymmetrisches Dämpfungstoleranzschema nach Bild 1*a*) (Bandpaß) oder Bild 1*b*) (Bandsperre). Es gilt also

$$f_{D1} \cdot f_{D2} = f_{S1} \cdot f_{S2}. \tag{1}$$

(Wirkliche Frequenzen !)

Schritt 1: Berechne die Mittenfrequenz (geometrisches Mittel)

$$f_0 = \sqrt{f_{D1} \cdot f_{D2}}. \tag{2}$$

Schritt 2: Transformiere das gegebene BP-(BS-)Schema mit der Transformationsgleichung

$$f' = f - \frac{f_0^2}{f} \tag{3}$$

in ein TP-(HP-)Schema (Bilder 2*a*) und *b*)). Praktisch heißt das: Die Grenze des Durchlaßbereichs im transformierten Schema ist einfach

$$f_D' = f_{D1} - f_{D2}, \tag{4}$$

und die Grenze des Sperrbereichs

$$f_S' = f_{S1} - f_{S2}. \tag{5}$$

Beweis: Aus Gl. (3) folgt mit Gl. (2)

$$f_D' = f_{D1} - \frac{f_0^2}{f_{D1}} = f_{D1} - \frac{f_{D1} \cdot f_{D2}}{f_{D1}} = f_{D1} - f_{D2}.$$

Die analoge Rechnung gilt für f_S'.

Schritt 3: Bestimme den entnormierten TP (HP), der das Toleranzschema nach Bild 2 erfüllt [2]. Die Entnormierung erfolgt dabei mit

$$\omega_B = 2\pi f_D'. \tag{6}$$

Schritt 4: Ergänze jede Spule mit der Induktivität L_ν durch einen in Reihe geschalteten Kondensator mit der Kapazität

$$C_\nu = \frac{1}{\omega_0^2 L_\nu} \tag{7}$$

und jeden Kondensator mit der Kapazität C_μ durch eine parallelgeschaltete Spule mit der Induktivität

$$L_\mu = \frac{1}{\omega_0^2 C_\mu}. \tag{8}$$

Dabei gilt

$$\omega_0 = 2\pi f_0. \tag{9}$$

Beweis: Durch Erweitern mit 2π erhält man aus Gl. (3)

$$\omega' = \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}. \tag{10}$$

Somit folgt

$$\mathrm{j}\,\omega' L' = \mathrm{j}\,\omega L' - \mathrm{j}\frac{\omega_0^2 L'}{\omega} = \mathrm{j}\,\omega L' + \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega \frac{1}{\omega_0^2 L'}}$$

und

$$\mathrm{j}\,\omega' C' = \mathrm{j}\,\omega C' - \mathrm{j}\frac{\omega_0^2 C'}{\omega} = \mathrm{j}\,\omega C' + \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega \frac{1}{\omega_0^2 C'}}.$$

Die wesentlichen Unterschiede gegenüber den bisher empfohlenen Verfahren [2] bestehen offenbar darin, daß die Hin- und Rücktransformation nicht im normierten, sondern im wirklichen Frequenzbereich erfolgt und das wirkliche Bezugsfilter (TP bzw. HP) so gewählt wird, daß die L- und C-Werte erhalten bleiben.

Eingegangen am 12. August 1981 NaA 8737

Literatur

[1] *Artym, A. D.:* Entwurf von Bandfiltern auf der Grundlage des Prinzips der Erhaltung der Tiefpaß-Bandbreite. Nachrichtentechn. Elektron. 32 (1982) 7, S. 273–275

[2] *Vielhauer, P.:* Lineare Netzwerke. Berlin: VEB Verlag Technik 1982

Prof. Dr.-Ing. habil. *Peter Vielhauer*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, 8027 Dresden, Mommsenstr. 13

Bild 1. *a*) Bandpaß-Toleranzschema
b) Bandsperren-Toleranzschema

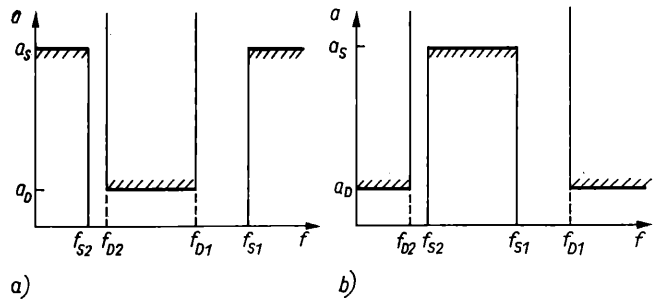
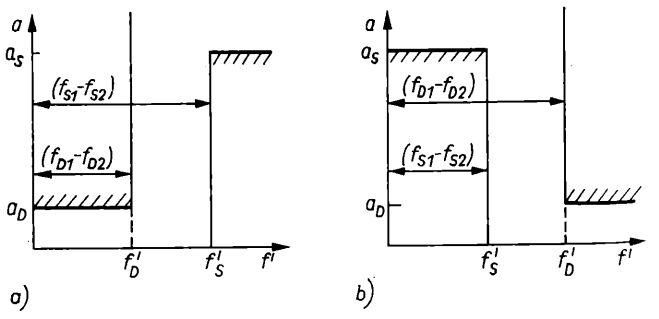


Bild 2. *a*) Tiefpaß-Toleranzschema
b) Hochpaß-Toleranzschema



Medizintechnik auf der V. Wissenschaftlichen Tagung der Ingenieurhochschule Dresden

Mitteilung aus der Ingenieurhochschule Dresden, Sektion Informationselektronik

Die Ingenieurhochschule Dresden hat im Jahre 1975 mit der Ausbildung von Diplomingenieuren in der Fachrichtung Gerätetechnik begonnen und führt dabei eine tiefgreifende Wissensvermittlung auf dem Gebiet der Biomedizinischen Technik durch. Sie bildet damit Absolventen aus, die vorzugsweise in der medizinischen Industrie und im einschlägigen wissenschaftlichen Gerätebau wirksam werden sollen, jedoch auch in anderen Zweigen des Gesundheitswesens einsetzbar sind.

Danach wurde bald damit begonnen, an der IH Dresden hochschulspezifische Forschungsarbeiten zur Biomedizinischen Technik durchzuführen. Ein Komplexthema Medizintechnik zur Leitung dieser Arbeiten wurde formiert und schließlich am 1. April 1981 das Technikum Medizintechnik an der IH Dresden gebildet. Vor diesem Hintergrund entwickelte sich das wissenschaftliche Leben. Als äußerer Ausdruck kann u.a. die Tatsache dienen, daß auf der V. Wissenschaftlichen Tagung der IH Dresden vom 21. bis 23. April 1982 bereits zum 3. Mal die Biomedizinische Technik im Zentrum der Tätigkeit einer eigenen Fachgruppe der Konferenz stand.

Die thematische Konzipierung dieser Fachgruppe folgte dem Forschungsanliegen des Komplexthemas Medizintechnik. Auf der Basis solider Grundlagenforschung zur Merkmalsgewinnung, -erkennung und -klassifizierung und der hierfür erforderlichen Mikrorechentechnik werden Grundlagen- und Applikationsforschungen zur automatischen Bildverarbeitung in der Medizin und zur respiratorischen Diagnostik, hier zur Beatmungs- und Narkoseüberwachung, durchgeführt. Dieser Strategie folgend, konnten eine Reihe führender Spezialisten der DDR und des sozialistischen Auslands sowie der eigenen Hochschule gewonnen werden, die insgesamt 26 Beiträge in der Fachgruppe und 9 Postervorträge vorstellten.

Im Beitrag von *Fuchs*, Dresden, zum Thema „Intelligenzfunktionen in medizinischen Geräten" wurde unterstrichen, daß die Entwicklung der Meßgeräte in allen naturwissenschaftlichen und technischen Bereichen, darunter auch der Biomedizinischen Technik, die deutliche Tendenz zeigt, Informationsverarbeitungsfunktionen wachsender Kompliziertheit in die Geräte aufzunehmen. Dabei wurden auch zunehmend solche Funktionen untersucht, die, da sie bisher ausschließlich der Domäne menschlichen Denkens zugeschrieben wurden, als Intelligenzfunktionen bezeichnet werden können. Es wurde nachgewiesen, daß dabei aufgetretene Mißerfolge auf ungeeignete mathematische Modelle, ungenügend gesicherte statistische Modelladaptionen und unzureichende Meßtechnik zurückgeführt werden können und daß gegenwärtig einfache Aufgaben im Bereich der Realisierbarkeit liegen.

Im Beitrag von *Sima*, Budapest und *Meinhardt*, Dresden, „Zu einigen aktuellen Entwicklungstendenzen der Rechentechnik und ihren Auswirkungen, insbesondere auf das Gesundheitswesen" wurden besonders 3 Tendenzen herausgearbeitet: Das Eindringen verdeckter Mikrorechentechnik in Massenbedarfsgeräten, die breite Anwendung dezentraler kleiner Rechner und die neuen Qualitäten der zentralisierten Rechnerleistungen. Die sich dabei ergebenden Möglichkeiten wurden bisher auch in der Medizintechnik bei weitem nicht genutzt.

Der Vortrag von *Lippmann* und *Belau*, Dresden, zum Thema „Wissenschaftstheoretische Aspekte zur Standortbestimmung der Biomedizinischen Technik im medizinischen Betreuungsprozeß" zeigte ausgehend von der Untersuchung des Systems Patient — Arzt — Technik, daß die Rolle des Ingenieurs und der Technik erstens darin besteht, daß der Tätigkeitsraum des Ingenieurs in diesem System auf die Anwendung seines gesamten theoretischen und praktischen Rüstzeuges auf die Minimierung von Systeminkompatibilitäten gerichtet sein muß, und zweitens darin, daß die primäre Determiniertheit des Systems durch Patient und Arzt den Ingenieur zu einer tiefen und besonders geprägten interdisziplinären Zusammenarbeit mit dem Arzt zwingt, wenn er verantwortungsbewußt an der Dimensionierung des medizinischen Betreuungsprozesses mitwirken will.

In den Beiträgen von *Winkler*, Jena, „Beatmungsmuster und Beatmungsüberwachung im klinischen Routinebetrieb", *Hache*, Dresden, „Kritische Wertung der Beatmungsmuster", *Waurick*, Leipzig, „Parameter für die Atmungsüberwachung aus physiologischer Sicht" wurden wichtige medizinische physiologische und klinische Grundlagen für die Technik der Beatmung und Beatmungs- und Narkoseüberwachung dargelegt, die in den weiteren Arbeiten an der Technik berücksichtigt werden müssen. Im Mittelpunkt der Betrachtung und der Diskussion stand dabei u.a. die Frage nach der Algorithmisierung des ärztlichen Vorgehens bei der Wahl und der Korrektur des jeweils anzuwendenden Beatmungsmusters.

Böttcher, Berlin, sprach zum Thema „Meßtechnische Verfahren zur Erfassung atemmechanischer Parameter während maschineller Beatmung und ihre Grenzen". Zur Messung der von *Roher* bereits 1915 begründeten Parameter Resistance und Compliance wurden zwei Verfahren gegenübergestellt, die Messung unabhängig vom Ventilator und die Messung durch ein im Ventilator integriertes System. *Forke*, Dresden, befaßte sich mit der „Perspektivischen Gerätekonzeption für Beatmung und Beatmungsüberwachung". Geräte zur Beatmung sind problemorientierte Lösungen, die in ihrer Spezifik den Erfordernissen anzupassen sind. Von den z.Z. existierenden medizinischen Forderungen einerseits und den vorhandenen Gerätерealisierungen andererseits ausgehend, wurden Entwicklungstrends aufgezeigt. Besonderes Augenmerk verdient dabei die Wartung und Bedienung derartiger Geräte, ihre einfache Pflege, Reinigung und übersichtliche, fehlerfreie Bedienung. Der Vortrag von *Forgasz*, Budapest, war dem Thema „Gesichtspunkte der Entwicklung eines Zielgerätes zur Kontrolle der technischen Parameter von Beatmungsgeräten" gewidmet.

Weber, *Simon* und *Wonka*, Dresden, befaßten sich in ihrem Vortrag mit der „Druckmessung im offenen System während der Beatmung: Vergleich der externen Messung mit dem Biomonitor-System mit der internen Messung (TIP-Manometer)". Von *Jellonek*, Wroclaw, kam der Beitrag „Ein Versuch quantitativer Auswertung des Residualvolumens (RV) durch die Analyse der Spirogramme". Dieser Beitrag ist ein interessanter und erfolgversprechender Versuch, das bisher durch das Helium-Verdünnungsverfahren meßbare Residualvolumen der Lunge aus der Analyse der Lungenspirogramme zu bestimmen und diesen wichtigen Parameter damit ohne Stoffanalyse und bei leichterer Mikroprozessorauswertung bestimmen zu können. Von *Seidel*, Dresden, kam der Beitrag „Eine Einrichtung zur Messung der Ultraschallabsorbtion in Gasen", mit der Versuche eingeleitet werden, die Atemgaszusammensetzung durch Ultraschallanwendung zu bestimmen.

Die Beiträge zur automatischen Bildverarbeitung wurden durch die Arbeit von *Lippmann* und *Heißrath*, Dresden, zum Thema „Stand und Perspektiven der automatischen Bildverarbeitung in der Medizin" eingeleitet. Es wurde dargelegt, welchen außerordentlich hohen Stellenwert bildgewinnende Verfahren im Prozeß der medizinischen Diagnostik haben, der sich aus dem medizinhistorisch bedingten Primat morphologischer Merkmale für die Beurteilung von Gesundheit und Krankheit erklärt. Es wird an ausgewählten Beispielen bildgebender Verfahren der medizinischen Diagnostik in der Mikro- und der Mesoebene gezeigt, daß die Vorzüge nicht nur in einer schnellen Verarbeitung mit hoher Präzision bestehen, die sie als besonders geeignet für den Einsatz in Programmen des Massen-Prescreening erscheinen lassen, sondern auch in einer qualitativen Verbesserung der Erschließung von Bildinhalten zu sehen ist, die dem Erkenntnisfortschritt der morphologischen Forschung zugute kommt. Es erfolgt eine kritische Betrachtung in bezug auf die perspektivische Entwicklung der automatischen Bildverarbeitung in der Medizin.

In weiteren Vorträgen von *Lucius*, Berlin, „Probleme der automatischen Bildverarbeitung in Medizin und Biologie", *Schweitzer* u.a., Jena, „Auswertung von Bildern des Augenhintergrun-

des mit Multispektral- und Multitemporaltechnik", *Mühlig*, u.a. Jena, „Das BAS-System des ZIMET — Erfahrungen bei Problemlösungen in Biologie und Medizin", *Roth*, Berlin, „Tendenzen bei der Entwicklung von Systemen zur automatisierten Mikroskopbildanalyse" standen die erreichten Leistungen der Bildverarbeitung bis hin zu deren Automatisierung, insbesondere in Biologie und Medizin, die sichtbaren Entwicklungstrends, Schlußfolgerungen daraus im Mittelpunkt der Untersuchungen. Aus den Beiträgen ging hervor, daß in den letzten Jahren die Bildverarbeitung zunehmend praktische Bedeutung für die Molekularbiologie und Medizin erlangt hat und ihre Anwendung in der Grundlagenforschung und der medizinischen Diagnostik erfolgt, daß die Zielstellung des Einsatzes der Bildverarbeitung im allgemeinen darin besteht, aus dem in geeigneter Form vorliegenden Bildmaterial entweder eine verbesserte bildliche Darstellung oder aber quantitative Kennwerte zu berechnen, auf deren Grundlage eine Entscheidung gestützt oder getroffen werden kann. Es wurde dabei ein Überblick über die z.Z. verwendeten Bildverarbeitungssysteme gegeben.

Wichtige Aspekte der Geräte der Bildverarbeitung aus industrieller Sicht berührte *Gretscher*, Jena, in seinem Vortrag „Gerätetechnik der automatischen Bildverarbeitung", *Ostritz* und *Lehmann*, Dresden, stellten eine „CCD-Kamera mit Interface für die automatische Mikroskopbildauswertung in der Medizin" vor. Die Kamera, ausgerüstet mit einer CCD-Zeile, erreicht durch eine spezielle ALV, die zur statischen und dynamischen Störsignalkorrektur dient, hervorragende densitometrische Parameter.

Schmidt, Berlin, stellte mit dem Beitrag „Das Si-Endikon F 2,5 M 51 — eine neue Bildaufnahmeröhre mit erweitertem Anwendungsbereich" eine Bildaufnahmeröhre vor, die sich vom Vorgängertyp F 2,5 M 5 durch den Einsatz eines neuen Si-Diodentargets unterscheidet und eine Verbesserung besonders der Lichtempfindlichkeit, Auflösung, Linearitätsgrenzen des Signalstroms und der Zuverlässigkeit erreicht. Damit werden neue Anwendungen möglich, die auch die Medizintechnik berühren.

Grenzen für den Einsatz dieser Röhre werden sichtbar, wenn besonders hohe Anforderungen an Bildgleichmäßigkeit und -sauberkeit gestellt werden und kein Aufwand zur automatischen Signalkorrektur getrieben werden soll.

Trompter, Berlin, schloß sich hier zum Thema „Stand und Entwicklungstendenzen bei CCD-Sensoren" an, ebenso *Schonert* und *Selle*, Berlin, mit „Auswahl von Bildröhren am Beispiel des Röntgenfernsehens".

Heißrath u.a., Dresden, gingen in ihrem Vortrag „Fernsehabtastung für die Bildverarbeitung" davon aus, daß die automatische Mikroskopbildanalyse für die medizinische Diagnostik eine schnelle, geometrisch und fotometrisch genaue, rechnergekoppelte Bildabtastung und -verarbeitung erforderlich macht. Für diesen Zweck werden gegenwärtig vorrangig Abtaster mit Bildaufnahmeröhren eingesetzt, die sich hinsichtlich der an sie gestellten Anforderungen und Parameter beträchtlich von Standardfernsehkameras unterscheiden.

Der Beitrag behandelte, ausgehend von diesen Anforderungen an die Mikroskopbildabtastung, die Möglichkeiten der Verbesserung der Parameter insbesondere durch Korrekturverfahren.

Neben der Darstellung spezieller Ablenktechniken werden die Impulsabtastung des Targets, die Videosignalverarbeitung mit Shadingkorrektur und die Geometriekorrektur hinsichtlich der Wirkprinzipien und der technischen Realisierung behandelt.

Dierigen und *Locke*, Dresden, referierten zum Thema „Zum Entwurf eines Farbterminals für die automatische Bildverarbeitung". Auf der Grundlage aller Forderungen entstand an der IH Dresden die Konzeption für ein Bildschirmgerät unter Verwendung eines Farbfernsehgerätes mit Präzisions-inline-Bildröhre.

Das Terminal verfügt über einen Bildwiederholspeicher für alphanumerische Zeichen und Pseudografik von 4 KByte und einen Bildwiederholspeicher von 64 KByte für den Grafikbetrieb. Damit läßt sich eine Punktmatrix von 256 × 256 Punkten, denen jeweils 1 Byte zugeordnet wird, darstellen. Die mögliche gemeinsame Abbildung beider Speicherinhalte, die Falschfarbendarstellung, die Verschiebung des sichtbaren Spektralbereiches, hardwaremäßige Einblendung von Rastern und die bei Grafikbetrieb mögliche Einblendung eines Kamerabildausschnittes ermöglichen vielfältige Kombinationen, um die optimale Variante bei Erkennungsaufgaben zu finden.

Insgesamt gesehen ergab ein reger Meinungsaustausch zu den angesprochenen Problemen, an dem fast 100 Teilnehmer der Fachgruppe Anteil hatten, wertvolle Erkenntnisse für die weitere Arbeit.

S. Kaiser NaK 8971

Kurzberichte

● Ein Höhepunkt zur VIII. Zentralen Leistungsschau der Studenten und jungen Wissenschaftler in Leipzig war für die Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" die erfolgreiche Verteidigung der Arbeit des Absolventen der Sektion Technische Verkehrskybernetik, Dipl.-Ing. *Matthias Bär*, über die Theorie an Verlustsystemen mit störanfälligen Kanälen als Dissertation A. Damit wurde bei der planmäßigen Suche und Entwicklung von Talenten ein weiteres herausragendes Ergebnis erreicht. Der von Prof. Dr. *Klaus Fischer* betreute, 25 Jahre junge Doktor-Ingenieur hat mit seinen Untersuchungen einen auch international beachteten Beitrag zur Forschung auf dem Gebiet der mikrorechnergestützten Instandhaltung von Vermittlungssystemen des Nachrichtenwesens geleistet und die Nachrichtenverkehrstheorie durch Einbeziehen des Ausfall- und Instandhaltungsgeschehens weiterentwickelt. Theoretisch begründete Forderungen an die Instandhaltung mit dem Ziel einer 35%igen Senkung des Instandhaltungsaufwandes und Aussagen zur Erhöhung der Fernmeldequalität um mehr als 5% sind das Ergebnis. Für seine hervorragenden Leistungen ist Dr. *Bär* als Mitglied eines mit diesen Forschungsarbeiten betrauten Kollektivs von Absolventen und Studenten 1982 mit dem Friedrich-List-Preis I. Klasse ausgezeichnet worden. Die langfristige Wissenschaftsstrategie der Hochschule, eine zielgerichtete Entwicklung von Beststudenten und vor allem auch der hohe persönliche Einsatz zahlreicher Hochschullehrer bieten die Gewähr dafür, daß weitere junge Wissenschaftler der HfV einen ebenso erfolgreichen Entwicklungsweg gehen können.

● Auf der Konferenz der Regierungsbevollmächtigten der UIT, die im Oktober/November 1982 in Nairobi stattfand, wurde die DDR in den Verwaltungsrat des Internationalen Fernmeldevereins gewählt. Der Verwaltungsrat, dem 41 Mitglieder angehören, führt die Geschäfte zwischen den Konferenzen, die alle 5 Jahre einberufen werden. Zum Generalsekretär der UIT wurde der Australier *Richard E. Butler* gewählt, sein Stellvertreter wurde *Jean Jipguep* aus Kamerun.

Die DDR war in Nairobi durch eine Regierungsdelegation unter Leitung des Staatssekretärs im Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Dr. *Manfred Calov*, vertreten.

● Ein TASI-System (time assignment speech interpolation), das durch Ausnutzen der Gesprächspausen eine annähernde Verdopplung der angeschlossenen Verbindungsleitungen ermöglicht, wurde erstmals in der Schweiz eingesetzt. Im Vollausbau sollen maximal 240 Telefoniekanäle auf 120 Verbindungsleitungen abgewickelt werden können.

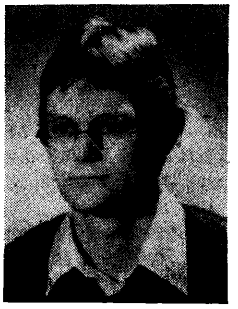
● Das 1976 mit den ersten Versuchen bekannt gewordene britische Bildschirmtextsystem PRESTEL mit seinen etwa 250000 Bildinformationen wurde inzwischen in 40 Orten des Landes eingeführt, wobei sich 2000 Bilder auf spezifische örtliche Informationen beziehen. Ab 1983 sind auch farbige Informationstafeln geplant.

Dissertationen

Probleme des Entwurfs und der innere Elektronik von hochintegrierten CCD-Speichern

Von *Wolfgang Reinhold*. Dissertation A an der Fakultät für Elektrotechnik/Elektronik des Wissenschaftlichen Rates der Technischen Universität Dresden. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. habil. *P. Vielhauer*. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. *A. Möschwitzer*, Prof. Dr.-Ing. habil. *E. Köhler*, Dr. sc. techn. *D. Landgraf-Dietz*

CCD-Speicher sind in ihrer Herstellungstechnologie kompatibel mit dem technologischen Prozeß bei MOS-Schaltkreisen. Ihr einfacher layoutmäßiger Aufbau bietet die Möglichkeit einer sehr hohen Flächendichte der Speicherzellen. Dadurch können große Speicher gemeinsam mit der erforderlichen Ansteuerelektronik auf einem Chip realisiert werden.
Es werden wichtige Kriterien für den Entwurf derartiger Speicher erläutert. Auf der Grundlage der innerelektronischen Zusammenhänge und der schaltungstechnischen Randbedingungen erfolgt die Dimensionierung der Arbeitspunkte einer BCCD-Kette. Dabei wird zunächst von einer eindimensionalen Beschreibung der Strukturen ausgegangen. Die Randbedingungen für diese Dimensionierung können durch die maximale Speicherladung, das Ladungstransferverhalten und damit die Grenzfrequenzen sowie durch die in MOS-Schaltungstechnik ausgelegten Ein- und Ausgabeanordnungen gebildet werden.
Vorgestellt wird ein Netzwerkmodell zur Beschreibung der CCD-Strukturen, das es ermöglicht, die dynamische Funktion der CCD-Kette gemeinsam mit den angrenzenden MOS-Schaltungen zu simulieren. Dieses Modell beschreibt das Speicher- und das Transferverhalten der Strukturen in Abhängigkeit von den technologischen, den geometrischen und den elektrischen Parametern. Es ermöglicht somit die Analyse der Strukturen im Bereich der oberen Grenzfrequenz.
Mit Hilfe einer örtlich zweidimensionalen numerischen Analyse der CCD-Strukturen werden einige Probleme, die bei sehr kleinen Strukturabmessungen eine wichtige Rolle spielen, genauer untersucht. Von Bedeutung ist hier besonders der Einfluß benachbarter Mulden und des Schmalkanaleffekts auf die Arbeitspunkte und das Speicher- bzw. Transferverhalten der Kette. Diese Berechnungen verdeutlichen beachtliche Abweichungen gegenüber eindimensionalen Betrachtungen, die bei der Dimensionierung nicht vernachlässigt werden können. Das verwendete Computerprogramm berücksichtigt weiterhin beliebige Störstellenverteilungen in den Strukturen.
Die Ergebnisse der Untersuchungen konnten experimentell an einem Testfeld, das zwei 4-kbit-Speicherblöcke in CSPS-Organisation enthält, nachgeprüft werden. NaK 8914



Dr.-Ing. *Wolfgang Reinhold* (29) studierte von 1974 bis 1978 an der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik. 1978 diplomierte er zum Thema „Entwurf eines Testfeldes für CCD-Speicher". Von 1978 bis 1981 war er Forschungsstudent im Wissenschaftsbereich Bauelemente und Systeme dieser Sektion. In diesem Zeitraum beschäftigte er sich mit dem Thema seiner Dissertation. Seit 1981 arbeitet er als Entwurfsingenieur im Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik Dresden auf dem Gebiet der Entwicklung von Halbleiterspeichern.

Beiträge zur Anwendung des Ultraschallschweißens an Halbleiterbauelementen der Leistungselektronik unter besonderer Berücksichtigung der Auswirkungen des Energieeintrags im Silizium-Halbleiterelement

Von *Lothar Oppermann*. Dissertation A an der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät des Wissenschaftlichen Rates der Humboldt-Universität zu Berlin. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. *R. Warnke*. Gutachter: Dr sc. techn. *G. Heymann*, Prof. Dr. sc. techn. *G. Scheel*, Prof. Dr.-Ing. habil. *H.-F. Hadamovsky*

Beim Ultraschallschweißen von Halbleiterbauelementen der Leistungselektronik wird durch den gegenüber Schaltkreisen wesentlich erhöhten Ultraschallenergieeintrag anteilig eine irreversible Schädigung der elektrischen Kenndaten des Siliziumelements verursacht. Davon ausgehend wurden die Bedingungen ermittelt, unter denen diese negative Kenndatenänderung auftritt. Als wesentliche Einflußgrößen wurden die angewendete Schweißzeit und insbesondere die Schweißleistung, bei mehrfachen Schweißungen die Häufigkeit der Ultraschallschweißungen und der Abstand der Schweißungen ermittelt. Als wesentlicher Einflußparameter der Bauelementkonstruktion wurde die Al-Schichtdicke ermittelt, die bei der Ultraschallschweißung von Leistungsbauelementen mit 200-µm-Drähten erst ab Schichtdicken von > 3 µm die gewünschte Dämpfung der Ultraschallenergie ermöglicht.
Als Ursachen der negativen Kenndatenänderungen konnten im Siliziumelement zweidimensionale Kristallbaufehler nachgewiesen werden. Sie treten im Silizium in Form vielfältiger Rißbildung auf. Ihr Erscheinungsbild umfaßt ein Spektrum von Makrorissen und Ausbrüchen bis hin zu Submikrorissen von 0,1 bis 0,5 µm Rißlänge und hoher Dichte (10^7 bis 10^9/cm^2). Die elektrische Wirksamkeit dieser Kristallbaufehler wurde experimentell belegt. Von diesen Ergebnissen ausgehend wurden Schlußfolgerungen zum Modell der Verbindungsbildung beim Ultraschallschweißen von Silizium gezogen. Mit Hilfe eines weiterentwickelten Modells und auf der Basis experimenteller Daten wurden die mechanischen Spannungen und die in der Schweißfläche wirksame Ultraschallenergie quantitativ berechnet. So konnte auch theoretisch abgeleitet werden, daß die Entstehung zweidimensionaler Kristallbaufehler durch die Ultraschallschweißung möglich ist.
Zur Minimierung bzw. Vermeidung der negativen Kenndatenänderungen wurden die für die Ultraschallschweißung praxiswirksamen Einflußfaktoren der Werkstoffoberfläche untersucht. Es wurden die zulässigen oder notwendigen Grenzwerte für die Geometrie und Härte der Werkstoffoberfläche sowie für die Oberflächenbelegung mit organischen Kohlenwasserstoffverbindungen ermittelt. NaK 8915

Dr.-Ing. *Lothar Oppermann* (37) studierte von 1964 bis 1969 an der Bergakademie Freiberg in der Fachrichtung Metallkunde. Danach arbeitete er im Direktorat Entwicklung des VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf auf dem Gebiet der Kontaktierverfahren von Leistungsbauelementen. Seit 1974 leitet er die Abteilung Montageverfahren mit den Arbeitsgebieten der pn-Oberflächenverfahren, den Verfahren der Chip- und Drahtkontaktierung und den Gehäuseverschlußverfahren von Leistungsbauelementen.

Buchbesprechungen

Fernwirktechnik in Energiesystemen

Von *K. G. Mitjuškin*

Berlin: VEB Verlag Technik 1982
240 Seiten, 76 Bilder, 26 Tafeln, Kunstleder, 25,— M

Bei der Planung und Entwicklung moderner Fernwirkanlagen steht der Ingenieur vor der Aufgabe, unter Nutzung der fast unbegrenzten Möglichkeiten der Mikroelektronik die Erkenntnisse der Informationstheorie voll anzuwenden zur Schaffung von effektiven und rationellen Lösungen. Neben der Beherrschung der Mikroelektronik sind vor allem fundierte Kenntnisse der Informationstheorie, z. B. Wahrscheinlichkeitsaussagen, optimale Anzeigetechniken, Codearten oder auch die Informationssicherung, die Grundlage für eine erfolgreiche Tätigkeit. Das vorliegende Buch — eine Übersetzung aus dem Russischen — vermittelt die neuesten Erkenntnisse der Informationstheorie, die speziell für die Belange der Fernwirktechnik der Energiewirtschaft aufgearbeitet wurden und dem Leser in verständlicher, praxisbezogener Form dargelegt werden.

Nach einer kurzen Einführung in die Fernwirktechnik und in die Struktur der Dispatchersteuerung in Energiesystemen werden die Grundlagen der Informationstheorie und deren Anwendung in der Fernwirktechnik, die physikalischen Eigenschaften der Fernwirksignale und die Störfestigkeit von Codearten behandelt. Die grundsätzlichen theoretischen Erkenntnisse werden durch Beispielrechnungen belegt und als Optimierungsprobleme gelöst.

Technische Systeme der Fernsteuerung und Fernsignalisierung bilden einen weiteren Schwerpunkt. Dem Verfasser geht es hierbei um Darlegung der wesentlichen Prinzipien und Methoden der Erfassung, Übertragung und Darstellung von Signalen. Die wichtigsten Verfahren der Informationsgewinnung und Umwandlung werden in straffer Form anhand der Theorie und der technischen Realisierung vorgestellt. Die aufgeführten Fernmeßgeräte und Fernwirk-Pulscodeeinrichtungen der Sowjetunion sind eine wissenswerte Ergänzung für den DDR-Leser. Durch das Übersetzerkollektiv wurden industriell gefertigte Fernwirkeinrichtungen der DDR sinnvoll eingefügt. Der letzte Abschnitt des Buches mit der Darlegung der Informationserfassung und -verarbeitung im automatischen System der Dispatchersteuerung und Einbeziehung der Rechentechnik wurde ebenfalls vom Bearbeiterkollektiv ergänzend eingearbeitet.

Das vorliegende Buch ist für die DDR-Fachliteratur eine Bereicherung auf dem Gebiet der Anwendung der Informationstheorie in der Fernwirktechnik. Es ist hier kein Buch neueren Datums bekannt, das für Projektanten, Entwicklungsingenieure und Studierende eine allgemein verständliche Beschreibung der Informationstheorie mit Bezugnahme auf die technische Realisierung enthält. Besondere Bedeutung ist den Definitionen der Codearten wie auch der Darstellung zur Sicherstellung von Informationen beizumessen.

Der zyklische Code, der künftig für die Sicherung der Prozeßdatenübertragung verstärkt angewendet wird, ist, im Gegensatz zur bisherigen Literatur, eingehend behandelt worden.

Es werden hier auch die genannten Definitionen und informationstheoretisch abgeleiteten Anforderungen an Leuchtschaltbilder, Fernsteuerungen, Fernmeßsysteme oder an komplexe Informations-Verarbeitungssysteme zur Dispatchersteuerung eine bisherige Lücke schließen und dazu beitragen, die verschiedenartigsten, oft subjektiven Vorstellungen auf diesem Gebiet zu beseitigen. Mit der Wahrscheinlichkeitsbetrachtung zur Änderungsstatistik von Meßwerten und Signalen sind theoretische Grundlagen für künftige Fernwirksysteme mit Datenverdichtung dargelegt worden.

Obwohl das Buch die Fernwirktechnik in Energiesystemen zum Inhalt hat, ist es auch Fachkollegen anderer Bereiche der Volkswirtschaft, z. B. des Verkehrswesens oder auch der Wasserwirtschaft, zu empfehlen.

W. Kühnel NaB 516

Lexikon der Kybernetik

Band M — R

Herausgeber: *G. Laux*

Berlin: Akademie-Verlag 1981
704 Seiten, 123 Bilder, Leinen, 65,— M

In diesem dritten Band des insgesamt vierbändigen Nachschlagewerkes werden zu Begriffen mit den Anfangsbuchstaben M bis R Textbeiträge aus dem Gesamtgebiet der Kybernetik vorgelegt. Wie schon in den vorangegangenen Teilen (siehe dazu Nachrichtentechnik/Elektronik H. 10/1982) wird auch hier an der bewährten Form festgehalten, eine charakteristische Palette vorzustellen. Neben den theoretischen Grundlagen wird den Problemen der Steuerung technischer und technologischer Prozesse eine zentrale Bedeutung beigemessen. Nicht minder ist die Optimierung des Zusammenspiels Mensch — Maschine in komplizierten Systemen einbezogen. Ebenso wird deutlich auf die wachsende Bedeutung der Software, d. h. auf die Prinzipien, Methoden und Anwendungen der Programmierung, aufmerksam gemacht. Dadurch ist eine Darstellung entstanden, die in übersichtlicher und zugleich fundierter Form Kenntnisse vermittelt bzw. effektiv den Zugang zur Spezialliteratur eröffnet. Es werden u. a. die Begriffe Markow-Prozeß, maschinelle Übersetzung, (diskrete und numerische) Mathematik, Mikrorechner — allerdings mit nur einer älteren Literaturangabe! —, Modell, Optimierung, Programmierung, Rechentechnik, Regelung und Rundungsfehler verbal und — falls angebracht — formelmäßig beschrieben. In Verbindung mit neueren Literaturverzeichnissen (im Nachschlagwerk wird vorzugsweise zurückliegende sowjetische und amerikanische Standardliteratur zitiert) wird dadurch auch der Lernende oder nicht fachspezifisch orientierte Leser mit der gesuchten Problematik rasch vertraut gemacht bzw. es werden — soweit möglich — Lösungsprinzipien entwickelt. Insbesondere ist die Darstellung gut geeignet, rationell Ansätze und Erfahrungen der sowjetischen Wissenschaft und Technik kennenzulernen, wobei eine beachtliche Breite hinsichtlich der Anwendung kybernetischer Ergebnisse vorliegt. So wird z. B. unter dem Stichwort „Medizinische Elektronik" nicht nur die Aufgabe dieses Technikzweiges besprochen, sondern es werden auch speziell in der UdSSR realisierte Gerätesysteme (u. a. Speicher-Vektorkardioskop, elektronische Informationsmeßsysteme und Analysatoren) besprochen.

Allen Lesern, die globale Methoden und Resultate der (sowjetischen) kybernetischen Forschung studieren möchten, wird auch dieser Band als „gedruckte Datenbank" empfohlen.

G. Fritzsche NaB 493

Elektrische Netzwerke

Von *R. Unbehauen*

Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag. 1981. 2. Auflage.
Band 1: Lehrbuch. 431 Seiten, 314 Bilder.
Band 2: Aufgaben. 352 Seiten, 87 Bilder.

Das als Hochschultext vorliegende Lehrbuch mit zugeordneter Aufgabensammlung bringt, wie im Untertitel näher bezeichnet, eine Einführung in die Analyse elektrischer Netzwerke, also im wesentlichen das Stoffgebiet, das sonst meist unter der Bezeichnung „Einführung in die Elektrotechnik" zu finden ist.

Der Autor stellt bewußt die physikalische Begründung und Erläuterung in den Vordergrund. Die Darstellung ist modern und anspruchsvoll und fordert den Leser zur aktiven Mitarbeit heraus.

Um den eigentlichen Gegenstand nicht zu stark durch mathematische Formeln zu verdecken, werden einige der mathematischen Theorien, wie z. B. Matrizenrechnung und Laplace-Transformation, erst nachträglich eingeführt. Andererseits wird die Beherrschung der Vektorfelder mit den dazu erforderlichen Integralen von der ersten Seite an als selbstverständlich voraus-

gesetzt. Sowohl das eine als auch das andere hat aus pädagogischer Sicht bestimmte Vorteile, aber auch Nachteile.
Die umfangreiche Aufgabensammlung, zusammen mit *W. Hohneker* verfaßt, gibt die Möglichkeit, das Erlernte an typischen Problemen zu erproben und zu vertiefen. Die Aufgaben sind entsprechend der Einteilung des Lehrbuches zu folgenden Komplexen zusammengefaßt:
1. Grundlagen, 2. Komplexe Wechselstromrechnung, 3. Allgemeine Verfahren zur Analyse von Netzwerken, 4. Netzwerktheoreme, 5. Mehrpolige Netzwerke, 6. Einschwingvorgänge in Netzwerken.
Ausführliche Lösungen zu jeder Aufgabe machen das Buch auch für das Selbststudium wertvoll.

P. Vielhauer NaB 514

Zur analogen Großsignalsteuerung von Feldeffekttransistoren unter Berücksichtigung des Subthresholdgebietes

Von *H. Gad*

Wiesbaden: Westdeutscher Verlag GmbH 1981
56 Seiten, 31 Bilder, Broschur

Diese Abhandlung berichtet von der experimentellen und modellmäßigen Untersuchung des Verhaltens von Feldeffekttransistoren bei hohen Drain-Source-Spannungen. Reaktive, Avalanche- und Punch-Through-Ströme blieben dabei unberücksichtigt, ebenso der Bodyeffekt. In das Strommodell im Pinch-Off-Bereich werden neben der klassischen quadratischen Spannungsabhängigkeit die exponentiellen Subthresholdkennlinien und parasitäre Effekte (lineare Spannungsabhängigkeit) einbezogen. Damit wurden die Steilheit und der differentielle Kanalleitwert berechnet. Die Modellparameter werden aus Messungen ermittelt. Eine Überprüfung dieses Modells mit diesen Parametern ergibt gute Übereinstimmung mit dem Experiment. Schließlich werden auf der Basis dieses Modells die Harmonischen des Drainstromes ermittelt.
Die Untersuchungen gelten sowohl für Sperrschicht als auch für MOS-Feldeffekttransistoren.

A. Möschwitzer NaB 499

Neuerscheinung aus dem VEB Verlag Technik

G. Kaszynski und *J. Schönhoff*

Fernsprechendgeräte

Handbuch Nachrichtenelektronik

432 Seiten, 414 Bilder, 45 Tafeln,
Leinen mit Schutzumschlag 38,— M
Bestell-Nr. 5529303

Im Gegensatz zur weiten Verbreitung des Telefons ist die Fachliteratur über Fernsprechendgeräte nicht sehr reichhaltig. Es lag daher nahe, den derzeitigen hohen Entwicklungsstand der Fernsprechgerätetechnik zusammenfassend darzustellen und auch die in die Zukunft weisenden Tendenzen zu zeigen.
Die Autoren, beide in der Fernsprechendgeräteentwicklung tätig, tun dies gründlich und umfassend. Sie gehen von den physiologischen und ergonomischen Bedingungen des Menschen, d.h. von Gehör, Sprache und Kopfabmessungen, aus und leiten daraus die Grundanforderungen an einen Fernsprechapparat ab. Ausführlich beschreiben sie dann die Hauptbaugruppen des Fernsprechapparates (Schallwandler, Wählsender und -empfänger, Ruforgan, Sprechwegschaltung, Zusatzeinrichtungen usw.). Da sie die gesamte Kette vom Fernsprechteilnehmer bis zum Speisepunkt in der Vermittlungsstelle beschreiben, gehen sie auch auf die Berührungsstellen mit der Vermittlungstechnik ein und behandeln übertragungstechnische Probleme (Dämpfung, Pegelregelung) und Systemfragen. Den Abschluß bilden Abschnitte über die weitverzweigte Fernsprechmeßtechnik und über die Zuverlässigkeit von Fernsprechapparaten.

TECHNIK-Literatur

VT

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim **örtlichen Buchhandel** bestellen.

Fachkunde für Schweißer

Band 1:
Grundausbildung im Schweißen des Stahls

Autorenkollektiv unter der Leitung
von Dr.-Ing. *Günther Thieme*

17., durchgesehene Auflage,
240 Seiten, 217 Bilder, 50 Tafeln
Pappband 9,80 M

Bestell-Nr.: 5526794 _____

Logischer Entwurf binärer Systeme

Prof. Dr. sc. techn. *Hans-Joachim Zander*

1. Auflage, 272 Seiten, 203 Bilder
Lederin 36,— M

Bestell-Nr.: 5531040 _____

Sonnenenergie — eine Alternative?

Dr. sc. techn. *Ivan Boschnakow*

1. Auflage, 164 Seiten, zahlreiche Bilder
Leinen 12,— M

Bestell-Nr.: 5531221 _____

Lineare Netzwerke

Operatorenrechnung — Leitungstheorie —
n-Tor-Theorie — Netzwerksynthese

Prof. Dr.-Ing. habil. *Peter Vielhauer*

1. Auflage,
296 Seiten, 252 Bilder, 3 Tafeln
Ganzleinen 23,— M

Bestell-Nr.: 5530718 _____

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik mit diesem Vordruck bestellen.

_____ _____

_____ _____

_____ _____

_____
Name, Vorname Anschrift mit Postleitzahl

_____
Datum Unterschrift

SOMMAIRE

Baumann, P., et *Berkner, J.*

Etudes d'un modèle du circuit intégré partiel IA 616 D

p. 48–51

Pour le transistor n-p-n à petite et à grande surface du circuit intégré partiel IA 616 D, on décrit les éléments du modèle statique de transport ainsi que du schéma équivalent en haute fréquence en fonction du point de fonctionnement.

Kissjov, J.

La commande de l'interface standard (SIF ESER) à l'aide d'un microordinateur. 1e partie

p. 52–55

On décrit le module d'interface prévu pour la connexion d'appareils périphériques à la voie d'entrée et de sortie d'ordinateurs du type ESER. Il commande la transmission de l'information entre la voie d'éntrée et de sortie et la logique spécifique des appareils périphériques de l'ordinateur. On discute plusieures solutions possibles d'un tel module dans le but de réaliser une structure universelle du matériel ainsi qu'un système modulaire du programme de commande.

Antonov, A.

L'application du language supérieur en temps réel PLZRTC pour la réalisation d'un logiciel moderne de commande de microordinateurs

p. 55–60

On constate une application de plus en plus fréquente de languages supérieurs en temps réel pour résoudre des problèmes de commande avec un fonctionnement en parallèle. On traite les exigences à remplir par ces languages et on décrit brièvement le language supérieur en temps réel PLZRTC ainsi que le système correspondant de traduction de programme. L'applidu language PLZRTC est démontrée à l'aide de quelques exemples de synchronisation et de coordination.

Lochmann, D.

Les distorsions de quantification dans les systèmes MIC

p. 60–64 et 69

On présente des études quantitatives des différentes causes des distorsions de quantification qui se produisent dans un réseau téléphonique mixte analogique-numérique. En conclusion, on discute des configurations réelles nationales et internationales de réseaux et on établit des comparaisons avec des recommandations du CCITT.

Möschwitzer, A.

Fondements de la microélectronique. 7e partie

p. 65–68

Brennenstuhl, H.

UNOS, un système effectif d'opération, basé sur mémoires du type „Floppy Disc", pour le système de microordinateurs U 880/K 1520

p. 69–73

On traite le fonctionnement et l'effectivité du système d'opération de microordinateurs UNOS de l'Institut für Regelungstechnik. On décrit les éléments du matériel et on traite les languages supérieurs de programmation BASIC et PL/Z.

Witzschel, G.

Possibilités d'une transmission numérique en duplex sur des lignes d'abonnés

p. 74–77

Diener, K.-H.

Relation tension-courant du courant „Punch-Through" limité par la charge d'espace

p. 77–79

La caractéristique du courant „punch-through" comporte deux parties différentes de dépendance de la tension drain-source. Pour des petites valeurs de la tension drain source, le courant „punch-through" suit une loi exponentielle du nombre e tandis que pour les grandes valeurs la fonction est essentiellement (exponentielle pulsance entre 2 et 3) ce qui peut être expliqué par l'hypothèse d'un courant limité par la charge d'espace.

Kantelberg, G.

Au sujet de la description et de l'optimalisation des caractéristiques de bruit des étages d'entrée

p. 79–81

Pour les quadripôles linéaires, le facteur de bruit F fournit une caractéristique plus étendue que le rapport signal-bruit notamment en ce qui concerne l'adaptation de bruit de l'entrée. On calcule, pour des générateurs à basse valeur ohmique, l'adaptation de bruit à large bande par des étages d'entrée montés en parallèle.

Vielhauer, P.

Le calcul de filtres passe-bande sur la base du principe du maintien de la largeur de bande en passe bas. Remarque sur l'article de A. D. Artym

p. 82

La technique dans le domaine médical. Ve Conférence Scientifique de l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs à Dresde du 21 au 23 avril 1982

p. 83–84

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR – 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700: Telex: 112228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Ing. *Günther Barth*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870332); Dipl.-Ing. *Christa Drawert*, Redakteur Dipl.-Phys. *Hartmut Rößler*, Redakteur (Telefon: 2870348) Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347);
Lizenz-Nr.	1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	18432
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, 7122 Borsdorf III-18-328
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR – 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS – Ustredni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 12505 Praha PNS, Ustred na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	Brücken-Verlag GmbH, Ackerstraße 3, 4000 Düsseldorf 1; ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52, Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkeigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR – 7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR – 7010 Leipzig, Talstraße 29

INHALT

Hälsig, C.

Der Selektor – Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 1

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 92–95

Ausgehend vom Entwicklungsstand mechanischer frequenzselektiver Bauelemente sowie einigen theoretischen Grundlagen und Verallgemeinerungen der Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik werden als Grundlage einer allgemeinen Theorie selektiver Systeme der „Selektor" definiert und allgemeine Selektionsprinzipien durch verschiedenartige Selektoren klassifiziert.

Möschwitzer, A.

Elektronische Eigenschaften skalierter MOS-Transistoren für VLSI-Schaltkreise

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 95–99

Es werden die elektrischen Eigenschaften (Schwellspannung, Strom-Spannungs-Kennlinien, Weak-Inversion-Strom, Punch-Through-Strom) mit Hilfe von Computersimulationsergebnissen analysiert. Weiterhin werden Untersuchungen zur realen Skalierung und zu Problemen des VLSI-Schaltkreisentwurfs (Substratvorspannung, Einfluß der Signalverzögerung auf Leitungen, Redundanz) angestellt.

Münzer, B.-G.; Mohr, P.

Schneller AD-Umsetzer mit DMA-Eingabe für den Mikrorechner K 1520

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 99–102

Im Beitrag wird die Kopplung eines schnellen AD-Umsetzers der Konvertierungszeit 1 µs an den Mikrorechner K 1520 beschrieben. Die Eingabe der digitalisierten Werte in den RAM-Bereich erfolgt mit dem DMA-Verfahren. Die Synchronisation der Zeitabläufe wird durch den kontinuierlich ablaufenden DMA-Zyklus bzw. durch externe Triggerung festgelegt. Es werden Ergebnisse für die Umsetzung von analogen Signalen bei einer maximalen Abtastfrequenz von 835 kHz dargelegt.

Kissjov, J.

Steuerung des Standardinterfaces (SIF ESER) mit einem Mikrorechner. Teil 2

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 103–105

Es werden die praktischen Ergebnisse mit dem im Teil 1 beschriebenen Kanal-Interface-Modul zur Kopplung peripherer Geräte an den E/A-Kanal von ESER-EDVA diskutiert und einige Lösungsvarianten für Kanal-Interface-Module, bei denen größere Übertragungsraten erzielt werden, angegeben.

Vielhauer, P.

Mathematische Beschreibung der Signalwandlung durch lineare zeitinvariante Systeme

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 105–108 u. 113

Es wird gezeigt, daß die Operatorenrechnung nach *Mikusinski* eine wirkungsvolle Ergänzung zur Laplace-Transformation ist, wenn es darum geht, die Wirkung von linearen zeitinvarianten Systemen direkt im Zeitbereich zu untersuchen.

Möschwitzer, A.

Grundlagen der Mikroelektronik. Teil 8

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 109–112

Harms, L.

Digitale Faltung mit zahlentheoretischen Methoden

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 113–115

Ausgehend von der Anwendung der schnellen Fourier-Transformation (FFT) bei der digitalen Faltung werden neue Transformationen, sogenannte zahlentheoretische Transformationen (NTT), beschrieben. Diese Transformationen werden in endlichen mathematischen Strukturen implementiert. Bei geeigneter Auswahl von Transformationskoeffizienten ergeben sich gegenüber der FFT Einsparungen an Rechenzeit und Speicherplatz. Aus der Menge der möglichen zahlentheoretischen Transformationen werden die mit Fermatschem Modul näher diskutiert.

Palm, R.

Autokorrelationsfunktion von Binärfolgen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 116–118

Die Berechnung der Autokorrelationsfunktion (AKF) von stochastischen Binärfolgen mit einem zeitlichen Mindestabstand zwischen zwei Signalwechseln führt auf eine allgemeine Berechnungsformel für die AKF. Außerdem werden Transformationsgesetze zwischen logischen und arithmetischen Operationen bei Binärsignalen angegeben.

Müller, E.

Bestimmung der kohärenten und inkohärenten Signalkomponenten stochastischer Empfangssignale aus experimentellen Daten

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 118–121

Die Einhüllende von Empfangssignalen mit zufälligen und quasideterminierten Komponenten wird durch die Rice-Wahrscheinlichkeitsdichte-Verteilungsfunktion (WDF), ihre Momente und Koeffizienten beschrieben. Es wird eine Schätzmethode zur Bestimmung der Parameter der Rice-WDF aus rechentechnisch ermittelten Kenngrößen experimenteller Daten angegeben und anhand hydroakustischer Meßergebnisse zur Bodenstrukturanalyse überprüft. Die aus den Schätzparametern gewonnenen Informationen über kohärente und inkohärente Signalkomponenten oder das Signal-Rausch-Verhältnis können als Grundlage für eine Objektidentifikation oder zur Störgrößenreduktion genutzt werden.

Zühlke, W.

Ist die Karhunen-Loeve-Transformation optimal?

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 121–124

Für die dekorrelierende Transformation einer stochastischen Wertefolge mit bekannter Kovarianzmatrix wird ein neuer Lösungsweg beschrieben, der außer zur bekannten Karhunen-Loeve-Transformation noch zu weiteren Lösungen des Dekorrelationsproblems führt, die als nichtorthogonale Lösungen durch schiefwinklige Koordinatensysteme darstellbar sind. Die Lösungsmenge läßt eine Auswahl der günstigsten Transformation, z. B. nach ihren Quantisierungseigenschaften oder nach ihrem Spektrum, zu.

Hoff, S. von; Böhmel, H.-J.

Haftfestigkeit von Settelschirmen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 125

Es wurde experimentell nachgewiesen, daß Leuchtdichte und Festigkeit eines Settelschirmes gegenläufig voneinander abhängige Größen sind, die je nach den Randbedingungen technologisch einzustellen sind.

Leipziger Frühjahrsmesse 1983

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 3, S. 126–128

Dissertationen S. 129

Buchbesprechungen S. 130 u. 131

СОДЕРЖАНИЕ

Hälsig, C.
Селектор — процессы селекции в технике связи и их обобщение в кибернетических системах. Часть первая
Стр. 82—85

На базе достигнутого уровня технического развития механических частотно-селективных элементов, а также некоторых теоретических основ и обобщений частотной селекции в области техники связи, в качестве основного елемента общей теории селективных систем вводится понятие „селектор", производится классификация общих принципов селекции на примере разных селекторов.

Möschwitzer, A.
Электронные свойства шкалированных МОП-транзисторов для БИС
Стр. 95—99

Анализируются электронные свойства (напр. пороговое напряжение, вольтамперная характеристика) с помощью моделлирования их на ЭВМ. Кроме того проводятся исследования по реальному шкалированию и по проблемам проектирования БИС.

Münzer, B.-G.; Mohr, P.
Быстрый аналогово-цифровой преобразователь с возможностью непосредственного доступа к памяти для микро-ЭВМ типа К 1520
Стр. 99—102

Описывается быстрый аналогово-цифровой преобразователь с длительностью преобразования в 1 мкс для подключения его к микро-ЭВМ типа К 1520. Ввод цифровых данных в память производится по принципу непосредственного доступа к ней. Синхронизация такта производится либо от цикла непосредственного доступа к памяти, либо от внешнего источника. Даются результаты преобразования аналоговых сигналов при максимальной частоте разложения в 835 кгц.

Kissjov, J.
Управление стандартным интерфейсом (для ЭВМ типа ЕС) микро-ЭВМ. Часть вторая
Стр. 103—105

Vielhauer, P.
Математическое описание преобразования сигналов при помощи линейных, неизменяющихся во времени систем
Стр. 105—108, 113

Работа показывает, что операторное исчисление по Микузинскому является действенным дополнением преобразования Лапласа тогда, когда требуется исследовать влияние неизменяющихся во времени систем на передаваемый сигнал непосредственно во времени.

Möschwitzer, A.
Основы микроэлектроники. Часть восьмая
Стр. 109—112

Harms, L.
Цифровая свертка с помощи методов теорин чисел
Стр. 113—115

На основании использования быстрого преобразования фурье для цифровой свертки описываются новые тиып преобразований, т. н. преобразования на базе теории чисел. Подобные типы преобразований реализуются в конечных математических струкурах. При целесообразном подборе коэффициентов преобразования, по сравнению с быстрым преобразованием фурье, можно снизить объем требуемого расчетного времени и требуемый объем памяти. Из множества возможных типов преобразований исследуются более подробно те с модулем ферма

Palm, R.
Автокорреляционная функция двоичных последовательностей
Стр. 116—118

Müller, E.
Определение когерентных и некогерентных составляющих принимаемых стохастических сигналов на базе экспериментальных данных
Стр. 118—121

Дается метод оценивания выше названных составляюших сигналов из результатов вычислений на базе экспериментальных данных. Метод проверяется на примере гидроакустических измерительных данных по анализу структуры дна. Полученные информации по когерентным и некогерентным составляющим или по отношению сигнала к шуму могут использоваться для распознавания признаков или для подавления помех.

Zühlke, W.
Является ли преобразование Кархунена-Лёве оптимальным?
Стр. 121—124

Hoff, S. von; Böhmel, H.-J.
Прочность прилипания экранов, изготовленных методом седиментации
Стр. 125

Лейпцигская весенняя ярмарка 1983 г.
Стр. 126—128

CONTENTS

Hälsig, C.
The selector — Selection Processes of Telecommunication Enginneering and Their Generalisation in Kybernetic Systems. Part 1
pp. 92—95

Starting from the state of development of mechanical frequency-selective components as well as some theoretical fundamentals and generalisations of the frequency selection in telecommunication engineering the „selector" is defined as basis of a general theory of selective systems and general selection principles classified by various selectors.

Möschwitzer, A.
Electronic Properties of Scaled MOS Transistors for VLSI Switching Circuits
pp. 95—99

The electric properties (threshold voltage, current — voltage characteristics, weak inversion current, push-through current) are analysed by means of computer simulation results. Furthermore, investigations are carried out on the real scaling and on problems of the VLSI switching circuit.

Münzer, B.-G.. Mohr, P.
Fast Analogue-to-Digital Converter with DMA Input for the Microcomputer K 1520
pp. 99—102

The paper describes the coupling of a fast analogue-to-digital converter of the conversion time 1 µs to the microcomputer K 1520. The input of the digitalised value in the RAM area is made with the DMA method. The synchronisation of the time lapses is fixed by the continuously running DMA cycle or by external triggering. Results for the conversion of analogue signals at a maximum sampling rate of 835 kHz are represented.

Kissjov, J.
Control of the Standard Interface (SIF ESER) with a Microcomputer. Part 2.
pp. 103—105

Vielhauer, P.
Mathematical Description of the Signal Conversion by Linear Time-Invariant Systems
pp. 105—108 + 112

It is shown that the operator computation according to *Mikusinski* is an efficient supplementation to the Laplace transformation if the question is to investigate the effect of linear time-invariant systems direct in the time range.

Möschwitzer, A.
Fundamentals of Microelectronics. Part 8
pp. 109—112

Harms, L.
Digital Convolution with Number-Theoretical Methods
pp. 113—115

Starting from the use of the fast Fourier transformation (FFT) in the digital convolution new transformations, so-called number-theoretical transformations (NTT) are described. These transformations are implemented in finite mathematical structures. At suitable selection of transformation coeffiicients the result are savings in computing time and store location as compared with the FFT. From the plenty of the possible number-theoretical transformations such ones with Ferma module are discussed in detail.

Palm L.
Autocorrelation of Binary Sequences
pp. 116—118

Müller, E.
Determination of the Coherent and Incoherent Signal Components of Stochastic Receiving Signals from Experimental Data
pp. 118—121

An estimation method for the determination of the parameters of the Rice probability density distribution function of characteristic values determined by computation from experimental data is represented and examined by means of hydroacoustic results of measurement about the soil structure. The information about coherent and incoherent signal components or the signal-to-noise ratio gained from the estimated parameters can be used as basis for an object identification or for the disturbance variable reduction.

Zühlke, W.
Is the Karhunen-Loeve Transformation Optimum?
pp. 121—124

Hoff, S. von, Böhmel, H.-J.
Adhesion Strength of Settel Shields
pp. 125

Leipzig Spring Fair 1983
pp. 126—128